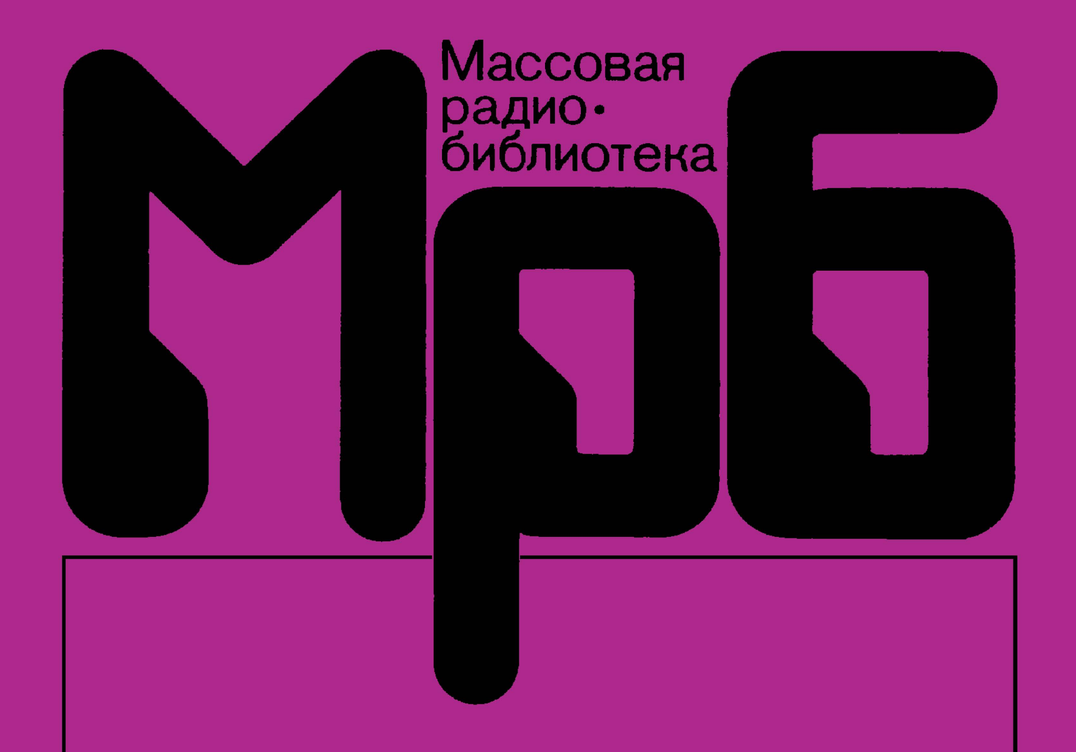


Справочная книга радиолюбителя-конструктора

Книга 1

Издательство «Радио и связь»

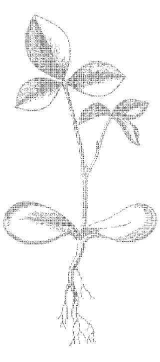


Основана в 1947 году
Выпуск 1195

Справочная книга радиолюбителя-конструктора

КНИГА 1

Под редакцией
Н. И. Чистякова





Москва
«Радио и связь»
1993

ББК 32.84
С74
УДК 621.396.6:001.92(035)

Федеральная целевая программа книгоиздания России.

Авторы:
А А БОКУНЯЕВ, Н М БОРИСОВ, Е Б ГУМЕЛЯ, Я С ЛАПОВОК, М В ЛИЗУНКОВ, Л Г ЛИШИН, С К СОТНИКОВ, Н. Е. СУХОВ, А П СЫРИЦО, Е Н ТРАВНИКОВ, Н И ЧИСТЯКОВ

С74 **Справочная книга радиолюбителя-конструктора:** В 2-х книгах. Кн. 1 А. А. Бокуняев, Н. М. Борисов, Е. Б. Гумеля и др.; Под ред. Н. И. Чистякова.— 2-е изд., исправ.— М.: Радио и связь, 1993.— 336 с.: ил.— (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1195).
ISBN 5-256-001158-8.

Даны рекомендации по выбору схем, конструированию приемоусилительных устройств, телевизоров, магнитофонов, видеомагнитофонов, любительских КВ и УКВ передатчиков, рассмотрены вопросы электропитания радиоаппаратуры. Материал настоящего издания (первое издание 1990 г.) исправлен.
Для подготовленных радиолюбителей.

С $\frac{2302020000\text{-}071}{046(01)\text{-}93}$ 15-93 **ББК 32.84**

ISBN 5-256-001158-8

ПРЕДИСЛОВИЕ

На выставках лучших образцов радиолюбительского творчества мы встречаем сотни конструкций приборов и аппаратов, отличающихся новизной принципов, высокими качественными показателями, оригинальностью конструктивного оформления. Их авторы — радиолюбители всех возрастов и профессий.

Многие ведущие конструкторы, выдающиеся ученые-исследователи и изобретатели не только в радиотехнике, но и в других областях, начинали свой творческий путь с радиолюбительства. Самостоятельный монтаж и налаживание радиотехнических и электронных устройств, вначале сравнительно простых, а в дальнейшем все более сложных, экспериментальная работа с этими устройствами не только интересны и увлекательны; они — эффективный путь к развитию инженерной интуиции, уверенности и настойчивости в решении трудных научно-технических задач. Эти качества обычно сохраняются затем на всю жизнь.

Чаще всего первые опыты сборки простых усилителей и приемников начинаются еще в школе — в радиокружке и в кабинете физики. В старших классах юный радиолюбитель часто уже обладает основательными практическими навыками, а школьные курсы физики и математики добавляют к ним научную базу, достаточную для углубленного ознакомления с основами электротехники, электроники и радиотехники.

Учащемуся старших классов средней школы и ПТУ доступны брошюры «Массовой радиобиблиотеки» и статьи журнала «Радио», в которых он получает хорошо проверенные на практике указания к осуществлению разнообразных и подчас сравнительно сложных конструкций.

Следующий этап — самостоятельная разработка образцов новой аппаратуры, отличающихся от существующих техническими характеристиками, отвечающих более высоким требованиям, либо полностью оригинальных. На этом этапе и уровне деятельности значительным подспорьем для радиолюбителя становится справочная литература. Из справочников можно получить нужные сведения о типичных схемах и параметрах отдельных цепей и узлов разрабатываемой аппаратуры, о методике их ориентировочного расчета, о рекомендуемых для них компонентах, о способах изготовления и налаживания узлов и устройств в целом и т. п.

Мы надеемся, что справочной книгой радиолюбителя-конструктора будут пользоваться сотни тысяч радиолюбителей. Авторы разделов книги имеют немалый собственный опыт радиолюбительского творчества и поэтому хорошо представляют себе интересы читательской аудитории.

Доктор техн. наук профессор Н. И. Чистяков

ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ, ПРИНЯТЫЕ В СПРАВОЧНИКЕ

Сокращенные обозначения единиц физических величин

А — ампер — единица силы электрического тока
А·ч — ампер-час — единица количества электричества; емкости гальванического, аккумуляторного элемента, батареи
В — вольт — единица электрического напряжения
В·А — вольт-ампер — единица полной электрической мощности
В/м — вольт на метр — единица напряженности электрического поля
вар — единица реактивной мощности
Вб — вебер — единица магнитного потока
Вт — ватт — единица электрической мощности
г — грамм — единица массы
Гн — генри — единица индуктивности и взаимоиндуктивности
ГГц — гигагерц (1 млрд Гц = 1000 МГц)
Гс — гаусс — единица магнитной индукции (1 Гс = 10^{-4} Тл)
Гц — герц — единица частоты
дБ — децибел — логарифмическая единица относительного уровня электрического или акустического сигнала
К — кельвин — единица температуры
кВ — киловольт (1000 В)
кВт — киловатт (1000 Вт)
кВт·ч — киловатт-час — единица электрической энергии (1000 Вт·ч)
кг — килограмм
кГц — килогерц (1000 Гц)
кд — кандела — единица силы света
кд/м^2 — кандела на квадратный метр — единица яркости
Кл — кулон — единица количества электричества, электрического заряда
км — километр
кОм — килоом (1000 Ом)
л — литр
м — метр
м/с — метр в секунду — единица скорости
мА — миллиампер (0,001 А)
мВ — милливольт (0,001 В)
мВ/м — милливольт на метр (0,001 В/м)
мВт — милливатт (0,001 Вт)
мГн — миллигенри (0,001 Гн)
МГц — мегагерц (1 млн.Гц)
мин — минута
мкА — микроампер (0,001 мА)
мкВ — микровольт (0,001 мВ)
мкВ/м — микровольт на метр — единица напряженности электрического поля
мкВт — микроватт (0,001 мВт)
мкГн — микрогенри (0,001 мГн)
мкм — микрометр (0,001 мм)
мкс — микросекунда (одна миллионная доля секунды)
мкСм — микросименс — (одна миллионная доля сименса)
мкФ — микрофарада (одна миллионная доля фарады)
мм — миллиметр
МОм — мегаом (1 млн Ом)
Н — ньютон — единица силы
нс — наносекунда (0,001 мкс)
нФ — нанофарада (1000 пФ = 0,001 мкФ)
Ом — единица электрического сопротивления
Па — паскаль — ньютон на квадратный метр (единица давления)
пФ — пикофарада (одна миллионная доля микрофарады)
с — секунда
См — сименс — единица электрической проводимости
см/с — сантиметр в секунду — единица скорости
Тл — тесла — единица магнитной индукции
Ф — фарада — единица электрической емкости
ч — час
°С — градус Цельсия — температура — разность температур

Классификация волновых и частотных диапазонов

Диапазон сантиметровых волн 1...10 см (f==30...3 ГГц)

Диапазон дециметровых волн 10...100 см (f==3 ГГц...300 МГц)

Диапазон метровых волн 1...10 м (f=300... 30 МГц)

Диапазон декаметровых волн 10...100 м (f==30...3 МГц)

Диапазон гектаметровых волн 100...1000 м (f=3 МГц...300 кГц)

Диапазон километровых волн 1000...10 000 м (f=300...30 кГц)

УКВ радиовещательный и телевизионный диапазоны волн включают в себя полосы частот, выделенные из диапазонов метровых и дециметровых волн

Коротковолновые радиовещательные диапазоны волн являются частями диапазона декаметровых волн

Средневолновый радиовещательный диапазон волн представляет собой полосу частот внутри диапазона гектаметровых волн (525...1605 кГц)

Длинноволновый радиовещательный диапазон волн образуется полосами частот, выделенных из диапазонов гектаметровых и километровых волн (150...408 кГц)

Низкие частоты (НЧ) 30...300 кГц
Средние частоты (СЧ) 0,3...3 МГц
Высокие частоты (ВЧ) 3...30 МГц
Очень высокие частоты (ОВЧ) 30...300 МГц
Ультравысокие частоты (УВЧ) 300...3000 МГц
Сверхвысокие частоты (СВЧ) 3...30 ГГц

Обозначения на электрических схемах

Для обозначения видов токов, электрических сигналов, импульсов и полярности электрических напряжений применяют следующие символы:

Ток постоянный

Полярность положительная

Полярность отрицательная

Ток переменный, общее обозначение (ток частотой 50 Гц)

Ток (сигнал) ЗЧ

Ток (сигнал) РЧ

Сигнал переменной частоты

Сигнал, состоящий из несущей частоты с двумя боковыми полосами частот

Сигнал, состоящий из несущей частоты и верхней боковой полосы частот

Сигнал, состоящий из несущей частоты и нижней боковой полосы частот

Сигнал, состоящий из одной боковой полосы частот (несущая частота подавлена)

Прямоугольный импульс положительной полярности

Прямоугольный импульс отрицательной полярности

Остроугольный импульс положительной полярности

Остроугольный импульс отрицательной полярности

Пилообразный импульс положительной полярности

Трапецеидальный импульс положительной полярности

Графические условные обозначения электрических проводов, кабелей, экранов, коммутационных устройств, резисторов и конденсаторов

Провода, кабели, экраны

Провод электрический

Ответвление от провода, соединение проводов

Провода пересекаются без электрического контакта между ними

Электрическая цепь продолжается за пределами схемы

Стрелка на проводе указывает направление распространения сигнала

Экранированный провод

или

Частично экранированный провод

Коаксиальный кабель

Соединение с корпусом прибора

Соединение с землей

Экран элемента или группы элементов

Коммутационные устройства

Контакт коммутационного устройства (выключателя, электрического реле) замыкающий; общее обозначение. Выключатель однополюсный

То же, для коммутации сильноточной цепи

То же, с механической связью с другим элементом

Контакт коммутационного устройства размыкающий; общее обозначение

Контакт коммутационного устройства размыкающий с механической связью с другим элементом

Контакт коммутационного устройства переключающий; общее обозначение. Однополюсный переключатель на два направления

Контакт коммутационного устройства переключающий без размыкания цепи

Переключатель однополюсный трехпозиционный с нейтральным положением

То же, с самовозвратом в нейтральное положение

Выключатель кнопочный однополюсный нажимной с замыкающим контактом, с самовозвратом

Выключатель кнопочный однополюсный нажимной с размыкающим контактом

Переключатель кнопочный однополюсный нажимной с возвратом вторичным нажатием кнопки

Переключатель кнопочный однополюсный нажимной с возвратом посредством отдельного привода, например нажатием специальной кнопки (сброс)

Переключатель однополюсный шестипозиционный; общее обозначение

Переключатель однополюсный многопозиционный, например трехпозиционный переключатель диапазонов радиоприемника; часть многополюсного многопозиционного переключателя

То же, с безобрывным переключением

Переключатель двухполюсный трехпозиционный со средним положением

Переключатель двухполюсный трехпозиционный с самовозвратом в среднее положение

Выключатель многополюсный, например трехполюсный

Переключатель многополюсный двухпозиционный, например трехполюсный

Переключатель многополюсный независимых цепей, например четырех

Контакт «неразборного» соединения, например осуществленного пайкой

Контакт «разборного» соединения, например с помощью зажима

Колодка зажимов с разборными контактами, например с четырьмя зажимами

Разъемное однополюсное соединение

Штырь разъемного соединения

Гнездо разъемного соединения

Штыревая часть коаксиального разъема

Гнездовая часть коаксиального разъема

Штыревая часть многопроводного разъема, например четырехпроводного

или

Гнездовая часть многопроводного разъема, например четырехпроводного

или

Перемычка коммутационная, размыкающая цепь

Перемычка коммутационная, переключающая

Вставка - переключатель (четыре варианта соединения четырех цепей)

Обмотка электрического реле, контактора, общее обозначение

Обмотки двухобмоточного электрического реле

Реле электромагнитное, например, с замыкающим и размыкающим контактами (контакты реле могут быть расположены на схеме в удалении от обмотки)

Реле электромагнитное поляризованное на два направления тока в обмотке, с нейтральным положением (контакт, обозначенный точкой (черточкой), замыкается при приложении положительного полюса напряжения к выводу обмотки, обозначенному точкой (черточкой))

Реле электромагнитное поляризованное на одно направление тока в обмотке, без самовозврата

Реле тепловое, например, с замыкающим контактом

Гнездо штепсельное телефонное, двухпроводное

Штепсель телефонный, двухпроводный

Резисторы постоянные

Общее обозначение

С отводами — или

С номинальной мощностью рассеяния 0,05 Вт

То же, 0,125 Вт

То же, 0,25 Вт

То же, 0,5 Вт

То же, 1 Вт

То же, 2 Вт

То же, 5 Вт

То же, 10 Вт

Варистор

Терморезистор прямого нагрева

Терморезистор прямого подогрева

Фоторезистор; общее обозначение

Резисторы переменные и подстроечные

Переменный резистор, реостат, общее обозначение

Переменный резистор, используемый в качестве потенциометра

Переменный резистор с отводами

Переменный резистор с замыкающим контактом, изображенным совмещенно с ним

Переменный резистор с замыкающим контактом, изображенным разнесенно от него

Переменный резистор сдвоенный

Подстроечный реостат

Подстроечный резистор-потенциометр

Дополнительные значки у обозначений переменных и подстроечных резисторов

Регулирование ручкой, выведенной наружу

Регулирование инструментом, элемент регулирования выведен наружу устройства

Регулирование инструментом, элемент регулирования внутри устройства

Ступенчатое регулирование

Конденсаторы

Постоянной емкости; общее обозначение

Постоянной емкости поляризованный

Оксидный поляризованный; общее обозначение

Оксидный неполяризованный

Постоянной емкости, двухсекционный

Проходной (дуга обозначает корпус, внешний электрод)

Опорный

Переменной емкости (дуга или точка обозначает ротор)

Многосекционный, например двухсекционный, переменной емкости (блок КПЕ, конденсаторы, входящие в блок, могут быть разнесены по схеме)

Переменной емкости, дифференциальный

Подстроечный; общее обозначение

Подстроечный, регулирование инструментом, ось выведена наружу

Подстроечный, регулирование инструментом, ось внутри устройства

Вариконд

Примечания. 1. Число, стоящее около графического обозначения резистора, указывает его номинальное сопротивление. Если после числа нет обозначения единицы — сопротивление выражено в омах. Если после числа стоит буква к или М — сопротивление выражено в килоомах или мегаомах. Примеры: 4, 7 следует читать 4,7 Ом; 150 — 150 Ом; 150 к — 150 кОм; 4,7 М — 4,7 МОм.

2. Число около графического обозначения конденсатора указывает его номинальную емкость. Если обозначение после целого числа отсутствует или после числа с дробью имеются буквы пФ, емкость выражена в пикофарадах, если после числа имеются буквы мк, емкость выражена в микрофарадах. Примеры: 10 — следует читать 10 пФ; 0,1 мк — 0,1 мкФ.

У обозначения оксидного конденсатора дополнительно указывают его номинальное напряжение в вольтах.

3. Если около конденсатора переменной емкости или подстроечного конденсатора одно число, это его максимальная емкость; если же стоят два числа, разделенные знаком «...», первое из них указывает минимальную, а второе максимальную емкость в пикофарадах.

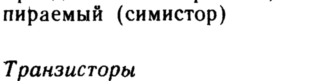
4. Емкость конденсатора (или сопротивление резистора), около обозначения которого стоит звездочка, является ориентировочной и должна быть подобрана при налаживании аппаратуры.

Условные графические изображения полупроводниковых приборов

Полупроводниковые диоды

Диод выпрямительный

Диод туннельный



Диод обращенный

Стабилитрон; опорный диод

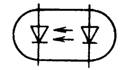
Стабилитрон с двусторонней проводимостью

Варикап (варактор)

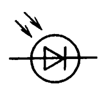
Варикапная сборка

Светодиод

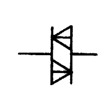
Оптопара диодная



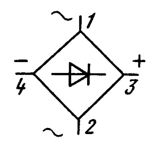
Фотодиод



Двунаправленный диод

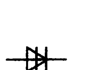


Выпрямительный однофазный диодный мост (схема Герца)

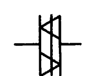


Тиристоры

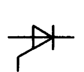
Диодный, запираемый в обратном направлении



Диодный симметричный



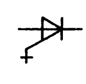
Триодный, запираемый в обратном направлении: с управлением по аноду



То же, с управлением по катоду



Триодный (тринистор), запираемый в обратном направлении, выключаемый, с управлением по аноду



То же, с управлением по катоду



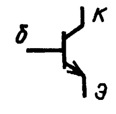
Триодный симметричный, незапираемый (симистор)



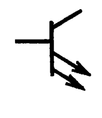


Транзисторы

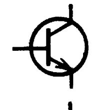
Бескорпусной структуры n-p-n (например, в микросхеме): б — база; к — коллектор; э — эмиттер



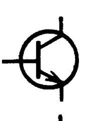
Бескорпусной структуры n-p-n с несколькими эмиттерами (например, в микросхеме)



Структуры n-p-n в корпусе; общее обозначение

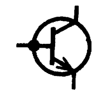


Структура p-n-p в корпусе; общее обозначение

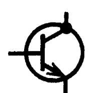


Электрическое соединение одного из электродов с корпусом обозначается точкой, например:

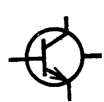
а) у транзистора структуры n-p-n с корпусом соединена база



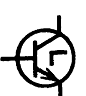
б) у транзистора структуры n-p-n с корпусом соединен коллектор



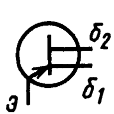
в) транзистор структуры n-p-n с отдельным выводом от корпуса; выводы всех электродов от корпуса изолированы



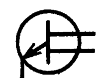
Лавинный, например структуры n-p-n



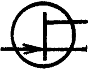
Однопереходный с базой n-типа: $б_1$, $б_2$ — выводы базы; э — вывод эмиттера



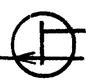
Однопереходный с базой p-типа



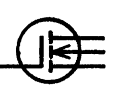
Полевой с p-n переходом и n-каналом: з — затвор; и — исток; с — сток



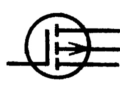
Полевой с p-n переходом и p-каналом



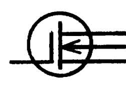
Полевой структуры МОП с n-каналом, работающим в режиме обогащения: з — затвор; и — исток, с — сток; п — подложка



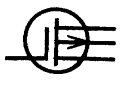
Полевой структуры МОП с p-каналом, работающим в режиме обогащения



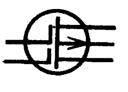
Полевой структуры МОП с n-каналом, работающим в режиме обеднения



Полевой структуры МОП с p-каналом, работающим в режиме обеднения



Полевой структуры МОП с двумя затворами, например с p-каналом, работающим в режиме обеднения



Обозначения катушек, дросселей, автотрансформаторов и трансформаторов

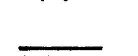
Катушка индуктивности, дроссель без сердечника (магнитопровода)



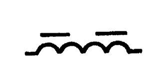
То же, с отводами



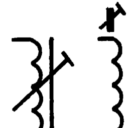
Дроссель с ферромагнитным сердечником



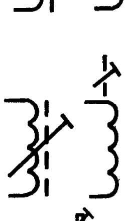
Катушка с неподвижным ферромагнитным сердечником, имеющим немагнитный зазор



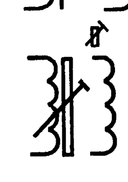
Катушка с ферритовым подстроечным сердечником



Катушка с магнитоэлектрическим подстроечным сердечником



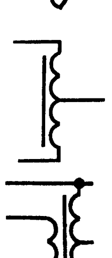
Катушка с немагнитным подстроечным сердечником, например латунным



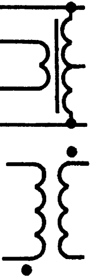
Вариометр



Автотрансформатор с ферромагнитным магнитопроводом



То же, с электрически изолированной дополнительной обмоткой



Трансформатор без сердечника (магнитопровода); связь между обмотками постоянная (точкой обозначено начало обмотки)

То же, с отводами в обмотках

Трансформатор без сердечника (магнитопровода), связь между обмотками переменная

Трансформатор с немагнитными подстроечными сердечниками, раздельными для обмоток

То же, с магнитоэлектрическими подстроечными сердечниками

Трансформатор с магнитоэлектрическим подстроечным сердечником, общим для обеих обмоток

То же, с ферритовым подстроечным сердечником

Трансформатор с ферритовыми сердечниками, отдельными для каждой обмотки

Трансформатор двухобмоточный с неподвижным ферромагнитным сердечником, в том числе с ферритовым

Трансформатор трехобмоточный с отводом в обмотке II

I II III

Трансформатор с магнитопроводом и экраном между обмотками, соединенными с корпусом устройства

Обозначения электровакуумных электронных и ионных приборов

Диод косвенного накала подогревный: к — катод; н — подогреватель; а — анод

Триод с катодом косвенного накала, подогревный: а — анод; с — сетка; к — катод; н — нагреватель

Триод двойной косвенного накала с экраном между триодами: $а_1$, $а_2$ — аноды; $с_1$, $с_2$ — сетки; $к_1$, $к_2$ — катоды

Тетрод лучевой косвенного накала: а — анод; $с_1$ — управляющая сетка; $с_2$ — экранирующая сетка

Двойной лучевой тетрод косвенного накала (генераторный)

Пентоды косвенного накала (подогревные): а — анод; $с_1$ — управляющая сетка; $с_2$ — экранирующая сетка; $с_3$ — защитная сетка

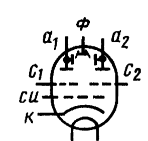
Триод-пентод косвенного накала

Триод-гептод косвенного накала

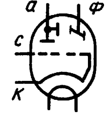
Один триод двойного триода, триодная часть триод-пентода или триод-гептода, или двойного диода-триода

Пентодная часть триод-пентода

Индикатор электронно-световой: $а_1$, $а_2$ — аноды первого и второго триодов; си — сетка индикатора



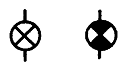
Индикатор электронно-световой с двойным управлением: а — анод; ф — флуоресцирующий анод; с — сетка управляющая; к — катод



Барретер (стабилизатор тока)



Электрические лампы накаливания



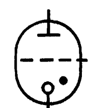
Лампа тлеющего разряда



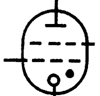
Стабилизатор газоразрядный



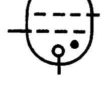
Тиратрон с холодным катодом, триодный



Тиратрон с холодным катодом, тетродный



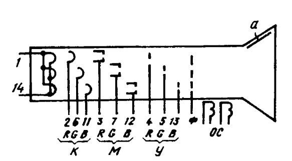
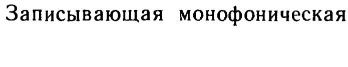
Фотоэлемент ионный



Кинескоп для черно-белого телевизора с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением луча: к — катод; м — модулятор (управляющий электрод); ф — фокусирующий электрод; у — ускоряющий электрод; а — основной электрод

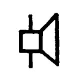


Кинескоп для цветного телевизора с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением луча: R, G, B — электроды, обеспечивающие красное, зеленое и синее свечение экрана

Обозначения электроакустических приборов

Головка громкоговорителя электродинамическая прямого излучения



Телефон; общее обозначение



Телефон головной



Микрофон; общее обозначение



Микрофон электродинамический



Зуммер



Звонок электрический



Сирена электрическая



Звукосниматели граммофонные

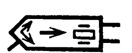
Монофонический пьезоэлектрический



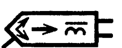
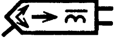
Монофонический электромагнитный



Стереофонический пьезоэлектрический

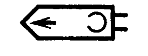


Стереофонический электромагнитный

Обозначения магнитных головок

Записывающая монофоническая



Воспроизводящая монофоническая



Универсальная монофоническая

Универсальная стереофоническая

Стирающая

Электродвигатели переменного тока однофазные

С немагнитным или ферромагнитным ротором без обмотки

С ротором, имеющим прорези по окружности, без обмотки

С ротором, имеющим короткозамкнутую обмотку

Коллекторный, последовательного возбуждения

Синхронный, с пусковой обмоткой

Электродвигатели постоянного тока коллекторные

С возбуждением постоянным магнитом

Последовательного возбуждения

Параллельного возбуждения

Параллельного возбуждения с центробежным вибрационным регулятором

Обозначения микросхем

Микросхема; общее обозначение

Обозначения других элементов и устройств

Плавкий предохранитель

Искровой разрядник

Магнит постоянный

Обмотка электромагнита

Элемент гальванический или аккумуляторный

Батарея из гальванических или аккумуляторных элементов (батарею гальванических или аккумуляторных элементов иногда обозначают в виде одного элемента, указывая рядом с ним напряжение батареи)

Антенна; общее обозначение

Штыревая антенна

Противовес

Симметричный вибратор

Петлевой вибратор Пистолькорса

Рамочная антенна

Магнитная (ферритовая) антенна

На электрических принципиальных схемах, кроме того, могут быть следующие условные обозначения:

1. Наличие механических связей между элементами или их конструктивное объединение (например, два переменных резистора с общей осью, переменный резистор, объединенный с выключателем питания, конденсаторы переменной емкости, образующие блок) обозначают штриховой

линией или двумя сплошными линиями, если элементы расположены на схеме близко друг к другу (например, контакты многополюсного переключателя — см. с. 6). При большом удалении объединенных элементов штриховые линии могут быть оборваны вблизи этих элементов; о наличии связей указывают в подписи к схеме или в ее описании.

2. Число в рамке около резонансного контура указывает частоту в мегагерцах, на которую он настроен.

3. Напряжение, обозначенное около вывода электрода транзистора, лампы или около проводника,— это напряжение между данной точкой и корпусом аппарата (шасси, землей, общим проводом).

4. Если на схеме указана только точка переключения одного из полюсов источника питания, подразумевается, что его второй полюс присоединен к корпусу (общему проводу) аппарата.

5. На принципиальных схемах РЭА с электронными лампами цепи накала часто не показывают; при этом концы обмоток накала трансформатора питания и выводы от нитей накала (подогревателей) обозначают одинаковыми буквами.

Обозначения элементов структурных и функциональных электрических схем

Генератор звуковых частот

Генератор синусоидальных колебаний с регулируемой частотой

Преобразователь частоты[1] f_1 в частоту f_2

Умножитель частоты[1]

Делитель частоты[1]

Усилитель[2]

То же, с регулированием усиления[2]

Ограничитель амплитуды сигнала по максимуму

Фазовращатель

Выпрямитель[1]

Фильтр нижних частот

Фильтр верхних частот

Фильтр полосовой

Фильтр режекторный

Линия задержки

Амплитудный детектор

Частотный детектор

Устройство, выделяющее верхние частоты (предкорректор)

Устройство, выделяющее нижние частоты

Модулятор и демодулятор частотный

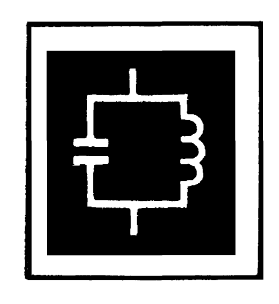
Модулятор и демодулятор фазовый

Дискриминатор частотный

Дискриминатор фазовый

[1] Стрелка указывает направление преобразования сигнала

[2] Направление передачи сигнала указывает вершина треугольника на горизонтальной линии связи



ЦЕПИ И УЗЛЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

РАЗДЕЛ 1

Содержание

1.1. Общие сведения об электрических цепях	15
1.2. Резонансные цепи	17
1.3. Частотные фильтры	19
1.4. Катушки	23
1.5. Радиочастотные конденсаторы	26
1.6. Резонансные линии	26
1.7. Пьезоэлектрические и электромеханические фильтры	27
1.8. Усилители	29
1.9. Активные фильтры	30

1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Любое радиотехническое устройство состоит из электрических цепей. Радиоконструктору при расчетах необходимо учитывать свойства цепей, не содержащих электронные приборы (транзисторы, диоды и др.) и содержащих такие приборы, называемых часто *электронными* цепями.

Электронные цепи, содержащие транзисторы или иные приборы, усиливающие проходящие через них электрические сигналы, называются *активными* цепями. Цепи, в которых усиление не происходит, называются *пассивными*.

Зависимость тока от приложенного напряжения в электронных приборах характеризуется криволинейными ВАХ. Поэтому электронные цепи относятся к классу цепей *нелинейных*. Для большей части неэлектронных цепей характерна прямая пропорциональность токов напряжениям. В этом случае их относят к классу цепей *линейных*.

Токи в электрических цепях радиотехнических устройств в большинстве случаев имеют сложный характер и рассматриваются как сумма постоянного и переменного токов.

Законы и пути прохождения постоянного и переменного токов различны. Цепь постоянного тока образуется только из отрезков, гальванически связанных между собой. Переменный ток также проходит через такие цепи, но передается и через емкостные, и индуктивные (в том числе трансформаторные) связи между цепями. Пример, иллюстрирующий различие путей прохождения постоянного и переменного токов, показан на рис. 1.1, *а*. Здесь E1, E2 — источники ЭДС постоянного и переменного токов соответственно. Постоянный ток от источника E1 замыкается через резисторы R1 и R2 и не проходит в другие цепи. Переменный ток от источника E2 проходит через резисторы R1, R2, а также через конденсатор C, резисторы R3 и R4, первичную обмотку трансформатора Тр. Ток в первичной обмотке наводит ЭДС во вторичной обмотке трансформатора, которая создает ток в резисторе R5.

В линейных цепях прохождение постоянного и переменного токов рассматривают раздельно. В этом состоит применимый к линейным цепям принцип суперпозиции, т. е. наложения друг на друга взаимонезависимых токов. Для анализа прохождения и для расчета этих токов приведены схемы на рис. 1.1, *б* и *в*.

При расчетах цепей переменного тока учитывается зависимость сопротивления цепей, содержащих емкости и индуктивности, от частоты. Со-

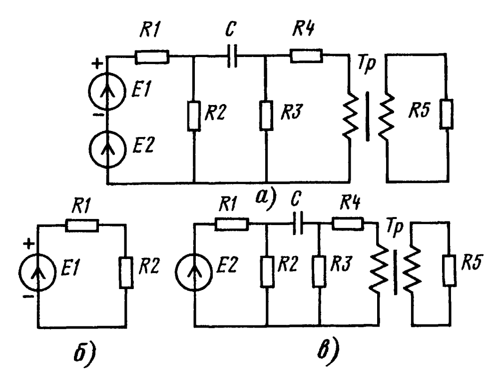


Рис. 1 1

противление конденсатора с емкостью C переменному току обратно пропорционально частоте f и равно $1/\omega C$, где $\omega = 2\pi f$ — угловая частота ($\pi = 3,14$). Сопротивление катушки с индуктивностью L прямо пропорционально частоте и равно ωL. При расчетах L и C выражают в генри и фарадах, частоту f — в герцах, а сопротивление получают в омах.

Приходится учитывать также, что напряжения на конденсаторах и на катушке, создаваемые переменным током, не совпадают с ним по фазе. Например, как показано на рис. 1.2, синусоидальный переменный ток i, проходя через цепь R, C, L, создает совпадающее по фазе напряжение u_R на резисторе R, отстающее по фазе напряжение u_C на конденсаторе C и опережающую по фазе ЭДС индуктивности u_L в катушке L.

Полное сопротивление (импеданс) Z подобных комплексных цепей переменному току

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}.$$

Суммирование по правилу Пифагора (квадратный корень из суммы квадратов) учитывает сдвиг по фазе напряжений в резистивных (R) и реактивных (L, C) элементах. Знак минус между ωL и $1/\omega C$ учитывает взаимную противоположность напряжений на емкости и индуктивности (рис. 1.2).

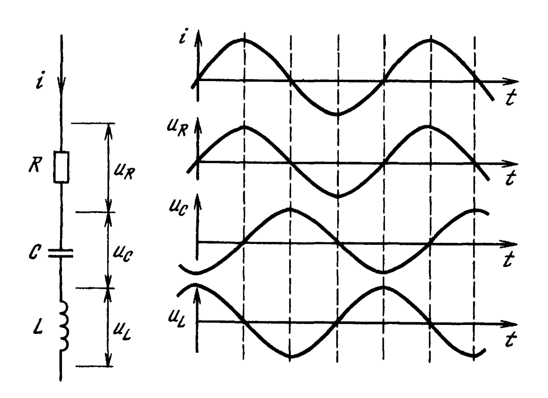


Рис. 1.2

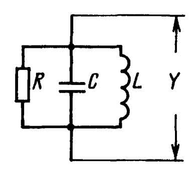


Рис. 1.3

При расчетах цепей с последовательным соединением элементов, как в рассмотренном примере, пользуются сопротивлениями R; $X_L = \omega L$; $X_C = 1/\omega C$; в случае же параллельного соединения ветвей удобнее пользоваться проводимостями $G = 1/R$, $Y_L = 1/\omega L$ и $Y_C = \omega C$. Например, для цепи, показанной на рис. 1.3, полная проводимость цепи

$$Y = \sqrt{G^2 + (\omega C - 1/\omega L)^2},$$

а полное сопротивление $Z = 1/Y$.

Действующее (эффективное) значение $U_{эф}$ синусоидального напряжения u с амплитудой U

$$U_{эф} = U/\sqrt{2}.$$

Действующее значение $I_{эф}$ синусоидального тока i с амплитудой I

$$I_{эф} = I/\sqrt{2}.$$

При прохождении такого тока через цепь с сопротивлением R в ней выделяется мощность

$$R = I_{эф}^2 R = I^2 R/2.$$

Если на резисторе с сопротивлением R падает напряжение с амплитудой U, то в нем выделяется мощность

$$P = U_{эф}^2/R = U^2/2R.$$

При подключении нагрузки с сопротивлением R к источнику синусоидальной ЭДС с амплитудой E, обладающему сопротивлением $R_и$ (рис. 1.4, *а*), амплитуда тока в цепи по закону Ома $I = E/(R_и + R)$, а амплитуда напряжения на нагрузке $U = IR = ER/(R_и + R)$. Это напряжение увеличивается при возрастании R и приближается по значению к E.

Мощность R, выделяемая в нагрузке R,

$$P = I^2 R/2 = E^2 R/2\ (R_и + R)^2.$$

Мощность максимальна при $R = R_и$, при дальнейшем увеличении R она уменьшается. Выбор нагрузки, соответствующей получению максимальной мощности, называется *согласованием* нагрузки с источником по мощности. Если сопротивление нагрузки изменять нельзя, то согласование по мощности можно получить включением ее через трансформатор или автотрансформатор.

Чтобы увеличить эквивалентное сопротивление, подключаемое к источнику, применяют понижающий трансформатор (рис. 1.4, *б*) либо автотрансформатор, включенный по схеме рис. 1.4, *в*. Для той же цели может быть применен емкостный делитель напряжения (рис. 1.7, *в*). Чтобы уменьшить сопротивление, включают повышающий трансформатор (рис. 1.4, *г*) или автотрансформатор (рис. 1.4, *д*).

Электрические цепи различаются числом подключаемых к ним внешних проводников

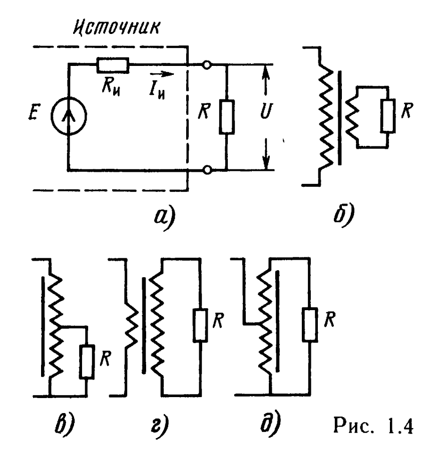


Рис. 1.4

(рис. 1.5). При двух подключенных внешних проводниках (рис. 1.5, *а*) цепь называется двухполюсником, при четырех (рис. 1.5, *б*) — четырехполюсником; при шести — соответственно шестиполюсником (рис. 1.5, *в*); в общем случае — многополюсником. Сложные цепи образуются соединением нескольких двухполюсников, четырехполюсников и др

Некоторые пары подключаемых внешних проводников служат входами цепи, а другие — выходами (рис. 1.5, *б*)

Отношение напряжения на выходе к напряжению на входе называется *коэффициентом передачи по напряжению.* Отношение тока, передаваемого с выхода в подключенную к нему цепь, к току, подводимому ко входу, называется *коэффициентом передачи по току.* Отношение мощности тока, передаваемой с выхода в подключенную цепь, к мощности, подводимой ко входу, называется *коэффициентом передачи по мощности.*

Помимо непосредственного отношения указанных величин коэффициент передачи часто определяется в логарифмических единицах — децибелах. Если мощность на входе и на выходе $P_{вх}$ и $P_{вых}$, то в относительных единицах коэффициент передачи по мощности

$$K_м = P_{вых}/P_{вх},$$

а в децибелах

$$K_{дБ} = 10 \lg K_м.$$

Если, например, $K_м = 100$, то $K_{дБ} = 20$.

Мощность пропорциональна квадрату напряжения и тока, поэтому если коэффициент передачи по напряжению $K_н$ и по току $K_т$, то соответственно $K_{дБ} = 20 \lg K_н$ и $K_{дБ} = 20 \lg K_т$.

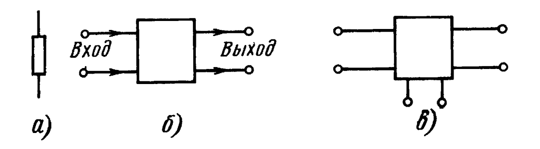


Рис. 1.5

1.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ЦЕПИ

Резонансные цепи — основа разделения сигналов по частотам в радиотехнике. Радиолюбителям приходится конструировать, изготовлять и настраивать колебательные контуры и фильтры, основанные на резонансе в цепях из катушек и конденсаторов.. Широко применяются также пьезоэлектрические (кварцевые и керамические) резонаторы, электромеханические фильтры с упругими металлическими резонаторами и некоторые другие специальные устройства, которые также служат для настройки радиоаппаратуры на нужные частоты и для выделения сигналов с заданными частотами, но такие устройства используются чаще промышленного изготовления.

Настройка колебательного контура (рис. 1.6). Плавная перестройка в диапазоне или поддиапазоне частот осуществляется либо механически КПЕ (рис. 1.6, *а*), либо варакторами (емкостными диодами) изменением управляющего напряжения U (рис. 1.6, *б, в*).

Преимущество КПЕ с воздушной изоляцией между пластинами ротора и статора — меньше потери радиочастотной энергии, соответственно более острый резонанс. Недостатки — сложность конструкции, сравнительно большие размеры, чувствительность к механическим и акустическим вибрациям; по этим причинам число перестраиваемых колебательных контуров с КПЕ в радиоустройствах обычно не более 3—4.

Преимущества варакторной настройки — миниатюрность, виброустойчивость, прочность, возможность управления настройкой с помощью автоматических электронных устройств, низкая стоимость.

Дискретная перестройка (смена поддиапазонов частот или переход с одной фиксированной частоты на другую) осуществляется переключением катушек (рис. 1.6, *г, д*) или конденсаторов (рис. 1.6, *е*). Регулировку частот настройки в относительно небольших пределах при налаживании аппаратуры выполняют перемещением сердечника катушек СК либо изменением емкости подстроечных конденсаторов $C_п$.

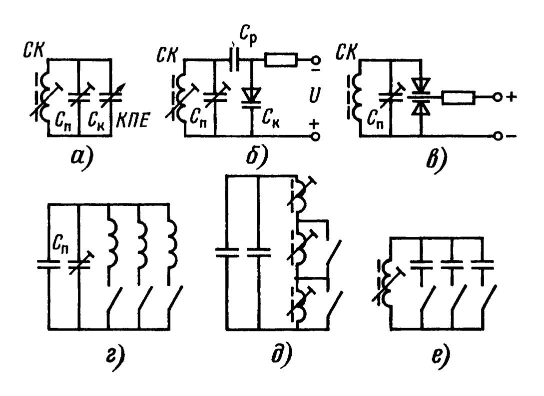
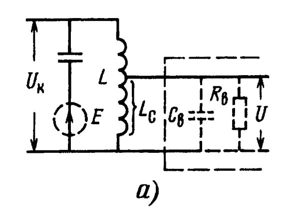
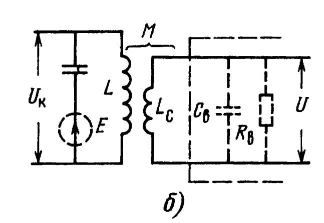


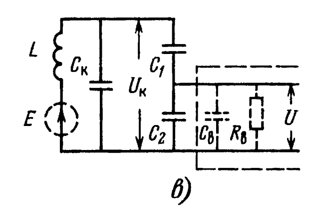
Рис. 1.6



а)



б)



в)

Рис. 1.7

Расчет резонансной частоты f_0, индуктивности L и емкости C. Длина волны (м) и f_0 (МГц) связаны соотношением

$\lambda f_0 = 300$.

При расчете L (мкГн) и C (пФ) удобна формула

$$LC \approx 25300/f_0^2,$$

где L и C — полные индуктивность и емкость цепи. Например, в случае рис. 1.6, *б*, где $C_к$ — емкость варактора, $C_р$ — емкость разделительного конденсатора и $C_п$ — емкость подстроечного конденсатора,

$$C = C_п + C_р C_к / (C_р + C_к).$$

Требуется учитывать собственные емкости катушки и соединительных проводников, которые прибавляются к емкости конденсаторов.

Влияние емкости внешней цепи на настройку контура. При конструировании колебательного контура учитывают влияние подключаемых к нему внешних цепей (рис. 1.7, *а—в*). Степень влияния зависит от коэффициента включения p. При автотрансформаторной связи (рис. 1.7, *а*) $p = L_C/L$; при трансформаторной (рис. 1.7, *б*) $p \approx M/L$, где M — взаимоиндуктивность между катушками; при емкостной связи (рис. 1.7, *в*) $p = C_1/(C_1 + C_2)$.

Небольшая емкость внешней подключаемой цепи $C_в$ увеличивает емкость контура на $\Delta C = C_в p^2$.

Изменение L и C на сравнительно небольшие величины ΔL и ΔC ($\Delta L \ll L$; $\Delta C \ll C$) изменяет частоту резонанса соответственно на $\Delta f = f_0 (\Delta L/2L)$ и $\Delta f = f_0 (\Delta C/2C)$.

Коэффициент передачи колебательного контура $K_к$ по напряжению. Определяется отношением напряжения $U_к$ на конденсаторе или катушке контура к вызывающей это напряжение ЭДС E, наведенной в контуре извне (рис. 1.7): $K_к = U_к/E$. В случае частичной связи контура с внешней цепью, в которую передается напряжение, общий коэффициент передачи

$K = K_к p$.

При частоте резонанса ($f = f_0$) $K_к = Q$ — добротность колебательного контура. Добротность Q зависит от добротности катушки Q_L, добротности конденсатора Q_C и сопротивления внешней цепи $R_в$, подключаемой к контуру (рис. 1.8).

Добротность Q_L определяется сопротивлением r_L, эквивалентным потерям радиочастотной энергии в проводе, изоляции провода, сердечнике и каркасе катушки (рис. 1.8):

$Q_L \approx 6{,}3 f_0 L / r_L$

где f_0 в МГц, L в мкГн, r_L в Ом. Обычно в зависимости от конструкции катушки и качества примененных материалов $Q_L \approx 50...250$.

Добротность Q_C зависит от сопротивления R_C, эквивалентного потерям радиочастотной энергии в диэлектрическом слое между электродами (пластинами) конденсатора:

$Q_C \approx 6{,}3 f_0 C R_C \cdot 10^{-3}$,

где f_0 в МГц, C в пФ, R_C в кОм. Обычно $Q_C \approx 400...1000$.

Результирующая добротность контура

$Q = Q_L / (1 + Q_L/Q_C + Q_L f_0 L / 159R)$,

где f_0 в МГц, L в мкГн, R в кОм

При частичном подключении внешней цепи с сопротивлением $R_в$ (рис. 1.7) эквивалентное сопротивление R, подключенное к контуру, определяется по формуле $R = R_в/p^2$. Если к контуру подключено несколько цепей, то R определяется как результирующее сопротивление, полученное в параллельном соединении их эквивалентных сопротивлений. Добротность поэтому зависит не только от конструкции колебательного контура, но и от подключенных к нему внешних цепей.

Сопротивление параллельного колебательного контура. Сопротивление между отводами контура (А и Б на рис. 1.9) при частоте резонанса (резонансное сопротивление) при полном включении (рис. 1.9, *а*) максимально и равно

$R_э \approx 6{,}3 f_0 L Q \cdot 10^{-3}$.

Здесь f_0 в МГц, L в мкГн, $R_э$ в кОм.

При частичном включении (рис. 1.9, *б—г*).

$R_э \approx 6{,}3 f_0 L Q p^2 \cdot 10^{-3}$,

где p — коэффициент включения.

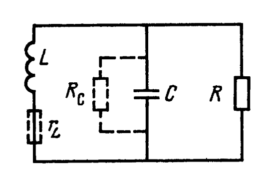
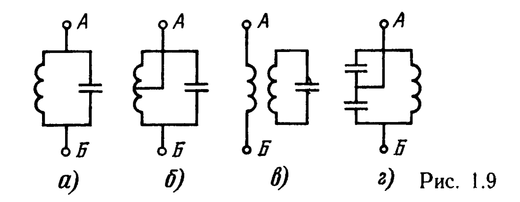


Рис. 1.8



а) б) в) г) Рис. 1.9

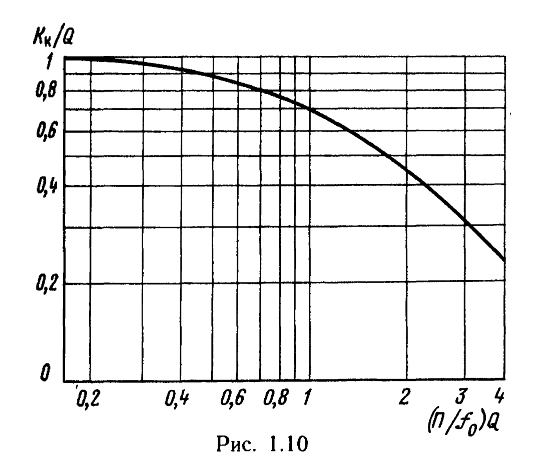


Рис. 1.10

При отклонении частоты f от резонансной частоты сопротивление контура уменьшается.

Резонансная характеристика контура. Это график зависимости коэффициента передачи $K_к$ от частоты. При частоте резонанса f_0 коэффициент передачи максимален и равен Q; при отличии частоты от резонансной он уменьшается. Неравномерность коэффициента передачи в полосе частот П характеризуется уменьшением относительного коэффициента передачи $K_к/Q$ на граничных частотах f_{min} и f_{max} полосы, расположенной симметрично по обе стороны от частоты резонанса f_0 ($П=2\Delta f$; $\Delta f=f_{max}-f_0=f-f_{min}$). На рис. 1.10 дан график зависимости $K_к/Q$ от величины $(П/f_0)Q$. При известных Q и f_0 по этому графику можно оценить неравномерность коэффициента передачи в данной полосе П.

Полоса пропускания контура. Это полоса частот П, в пределах которой $K_к$ понижается до значения, допустимого с точки зрения требований к равномерности прохождения через контур составляющих частотного спектра радиосигнала. Полоса пропускания находится из графика на рис. 1.10. Например, часто полоса пропускания определяется при ослаблении на 30 %; в этом случае $ПQ/f_0\approx 1$, т. е. $П=f_0/Q$.

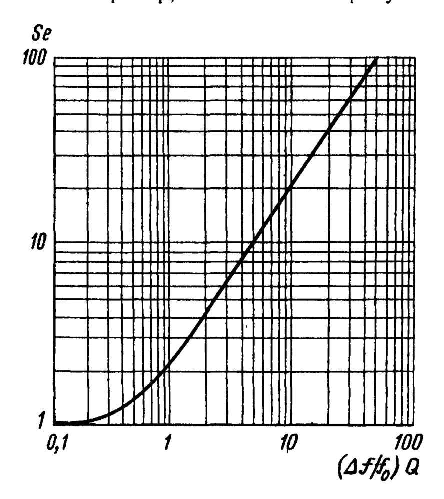


Рис. 1.11

Если требуется расширить полосу пропускания, то добротность Q уменьшают; для этого достаточно уменьшить R (рис. 1.8), например, параллельным подключением резистора с соответствующим сопротивлением.

Избирательность (селективность) контура Se. Характеризуется ослаблением постороннего колебания (например, помехи радиоприему) с частотой f по отношению к радиосигналу с частотой f_0, на которую настроен контур. На рис. 1.11 дан график зависимости Se от относительной расстройки $(\Delta f/f_0)Q$ (здесь $\Delta f\doteq f-f_0$ или f_0-f). При $(\Delta f/f_0)Q>10$ $Se\approx 2(\Delta f/f_0)Q$.

1.3. ЧАСТОТНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Частотный фильтр — четырехполюсник, обладающий способностью сравнительно хорошо пропускать со входа на выход переменные токи, частоты которых лежат в определенных границах, и задерживать токи с частотами за этими границами. Полоса частот токов, которые проходят через фильтр, называется *полосой пропускания**; полоса частот токов, которые не проходят,— *полосой задерживания.*

График зависимости от частоты амплитуды напряжения или тока на выходе фильтра при данном напряжении или токе на входе либо зависимость от частоты коэффициента передачи называется *амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ) фильтра. Частным случаем АЧХ является резонансная характеристика колебательного контура.

Фильтр, АЧХ которого подобна на рис. 1.12, *а*, имеет полосу пропускания при любых частотах ниже f_c и полосу задерживания выше f_c. Частота f_c, вблизи от которой имеет место переход от пропускания к задержанию, называется *частотой*

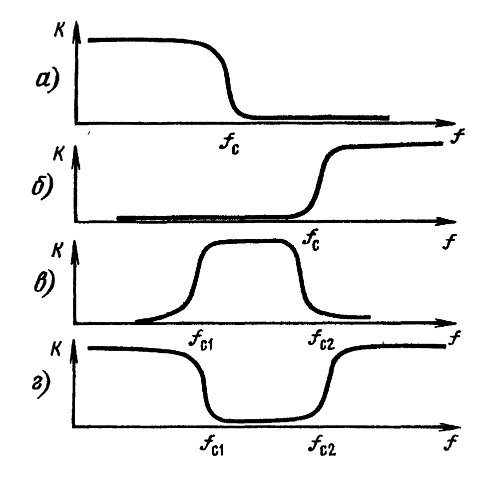


Рис. 1.12

* Встречается также термин «полоса прозрачности».

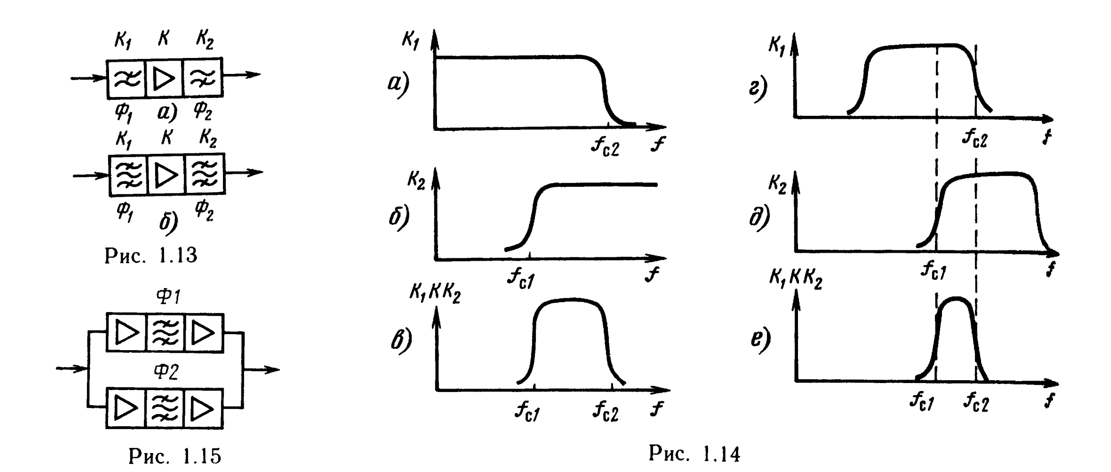


Рис. 1.13

Рис. 1.15

Рис. 1.14

среза. Фильтр с такой АЧХ называется фильтром *нижних частот* (ФНЧ).

Фильтр с АЧХ вида рис. 1.12, *б*, имеющий полосу задерживания ниже частоты среза f_c и полосу пропускания выше f_c, называется *фильтром верхних частот* (ФВЧ).

Фильтр с АЧХ вида рис. 1.12, *в* имеет полосу пропускания между частотами среза f_{c1} и f_{c2} и полосы задерживания ниже f_{c1} и выше f_{c2}. Он называется *полосно-пропускающим фильтром* (сокращенно — полосовым фильтром).

Фильтр с АЧХ вида рис. 1.12, *г*, имеющий полосу задерживания между f_{c1} и f_{c2}, а полосы пропускания ниже f_{c1} и выше f_{c2}, называется *полосно-задерживающим* либо *полосно-режекторным* (сокращенно — режекторным) фильтром.

Требуемую АЧХ можно получить, комбинируя фильтры разного вида. Примеры последовательного соединения фильтров с коэффициентами передачи K_1 и K_2 показаны на рис. 1.13. Между фильтрами в данном случае включен разделительный (буферный) усилитель с коэффициентом передачи (коэффициентом усиления) K; его применение целесообразно для ослабления влияния подключения второго фильтра к выходу первого на АЧХ первого фильтра. Общий коэффициент передачи в относительных единицах равен произведению коэффициентов передачи K_1KK_2, а в децибелах — сумме $K_{1дБ}+K_{дБ}+K_{2дБ}$. Для варианта рис. 1.13, *а* АЧХ фильтра нижних частот $Ф_1$ с частотой среза f_{c2}, фильтра верхних частот $Ф_2$ с частотой среза f_{c1} и общая АЧХ показаны на рис. 1.14, *а—в*. Общая АЧХ соответствует полосовому фильтру с частотами среза f_{c1} и f_{c2}. На рис. 1.13, *б* оба фильтра полосовые, со взаимно смещенными АЧХ (рис. 1.14, *г* и *д*). Общая АЧХ рис. 1.14, *е* полосовая с более узкой полосой пропускания.

Параллельное включение фильтров, например по схеме рис. 1.15, позволяет получить комбинированную АЧХ. Если, например, оба фильтра $Ф_1$ и $Ф_2$ — полосовые с частотами среза соответственно f_{c1}, f_{c2} и f_{c3}, f_{c4}, то общая АЧХ может иметь вид, показанный на рис. 1.16.

RC-фильтры. Простейшие фильтры нижних и верхних частот выполняются из резисторов и конденсаторов. Они применяются на относительно низких частотах (например звуковых) при отсутствии необходимости в резком изменении коэффициента передачи в области частоты среза. В качестве примера на рис. 1.17 изображены АЧХ одно- и двухзвенных фильтров (по оси абсцисс отложены величины $2\pi f\tau$, где $\tau=RC$). Из графика видно, что спад и нарастание коэффициента передачи с изменением частоты происходит медленно (малая крутизна среза). Недостатком являются также потери энергии проходящего тока в резисторах.

Резонансный полосовой фильтр. Это резонансная цепь, АЧХ которой в отличие от характеристики колебательного контура (рис. 1.10)

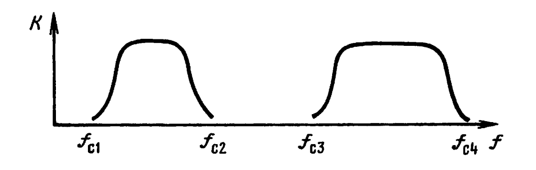


Рис. 1.16

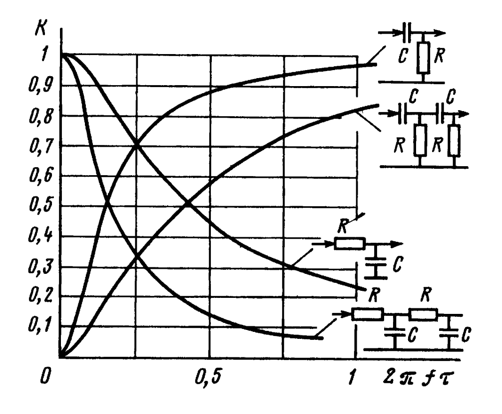


Рис. 1.17

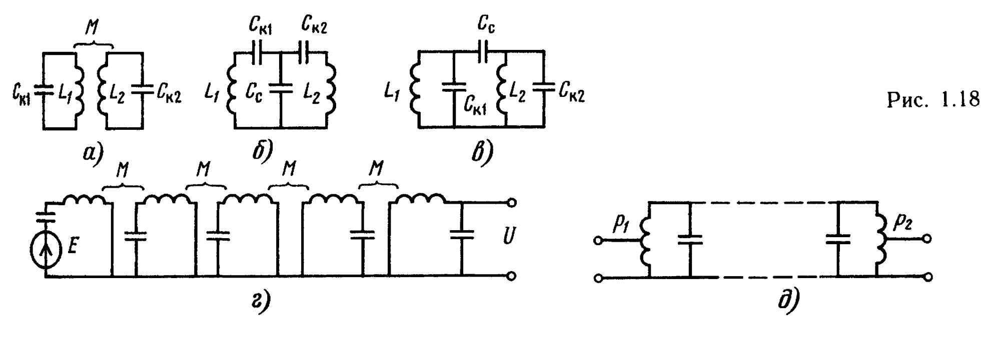


Рис. 1.18

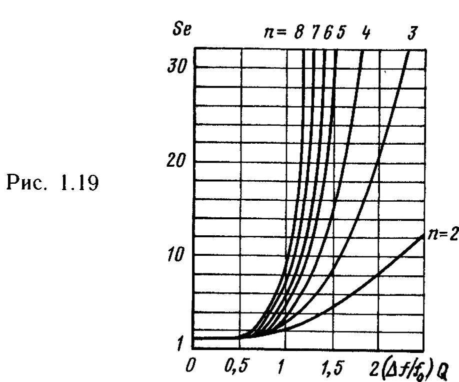


Рис. 1.19

имеет более крутой срез за пределами полосы пропускания, т. е. по форме приближается к прямоугольной. Этим обеспечивается усиленное подавление посторонних колебаний (помех), частоты которых отличаются от частот спектра передаваемого (или выделяемого) сигнала. Полосовые фильтры широко применяются на частотах до десятков мегагерц, главным образом в УПЧ супергетеродинных приемников, обеспечивая высокую избирательность приема, т. е. эффективное подавление помех от близких по частоте радиостанций (помех соседних частотных каналов).

Связанные контуры. В радиолюбительских конструкциях полосовых фильтров часто применяются связанные колебательные контуры. Наиболее распространенные способы связи между контурами показаны на рис. 1.18: трансформаторная (рис. 1.18, *а*), внутриемкостная (рис. 1.18, *б*) и внешнеемкостная (рис. 1.18, *в*). Контуры обычно настраиваются на одну частоту f_0. Параметр, характеризующий связь контуров,— коэффициент связи k. Обычно $k \ll 1$.

Для рис. 1.18, *а* $k=M/\sqrt{L_1L_2}$. Здесь M — взаимоиндуктивность; для рис. 1.18, *б* $k=\sqrt{C_{к1}C_{к2}}/C_c$; для рис. 1.18, *в* $k=C_c/\sqrt{C_{к1}C_{к2}}$.

Коэффициент передачи фильтра $K_ф$. Определяется отношением напряжения U на последнем контуре к ЭДС E, наводимой в первом контуре (например, рис. 1.18, *г*).

Коэффициент передачи фильтра сложно зависит от коэффициентов связи между контурами и от частоты. Обычно добротности контуров Q делают практически одинаковыми, а коэффициенты связи между контурами k примерно равными $k \approx 1/Q$. Коэффициент передачи $K_{ф0}$ при частоте резонанса $f=f_0$ в зависимости от числа контуров в полосовом фильтре n от 1 до 8 указан в таблице.

n	1	2	3	4	5	6	7	8
$K_{ф0}$	Q	Q/2	Q/3	Q/5	Q/8	Q/13	Q/21	Q/34

Чтобы уменьшить потери, вносимые в первый и последний контуры фильтра из подключенных к ним внешних цепей, применяют трансформаторную или автотрансформаторную (рис. 1.18, *д*) связь с этими цепями.

График избирательности фильтров данного типа $Se=K_{ф0}/K_ф$ в зависимости от относительной расстройки $(\Delta f/f_0)Q$ (аналогично рис. 1.11) дан на рис. 1.19.

Лестничные фильтры. Наряду с резонансными полосовыми фильтрами в виде связанных колебательных контуров в радиотехнической и электронной аппаратуре в широком диапазоне частот — от звуковых и примерно до 100 кГц — применяются многозвенные лестничные (иначе, цепные) фильтры, обычно образуемые каскадным включением ряда однотипных симметричных звеньев из практически чисто реактивных элементов: катушек и конденсаторов. Структура звеньев — Т-образная вида рис. 1.20, *а* или П-образная вида рис. 1.20, *б*. x_1 и x_2 — реактивные сопротивления ωL либо $1/\omega C$. Реактивные сопротивления горизонтальных ветвей Т-образного звена (рис. 1.20, *а*) имеют величину $0{,}5x_1$; при соединении звеньев по схеме рис. 1.20, *в* две такие ветви между точками 1 и 2 заменяют одной ветвью с сопротивлением x_1, как на рис. 1.20, *г*. Реактивные сопротивления вертикальных ветвей П-образного звена (рис. 1.20, *б*) имеют величину $2x_2$, при соединении звеньев по схеме рис. 1.20, *д* две такие ветви между точками 1 и 2 заменяют одной ветвью с сопротивлением x_2, как на рис. 1.20, *е*.

Фильтры начинаются и оканчиваются полузвеньями вида рис. 1.20, *ж* и *з*. Полузвено на рис. 1.20, *ж* включается на входе фильтра с П-образными звеньями и на выходе фильтра с Т-образными звеньями. Полузвено на рис. 1.20, *з* включается на входе фильтра с Т-образными звеньями и на выходе фильтра с П-образными звеньями.

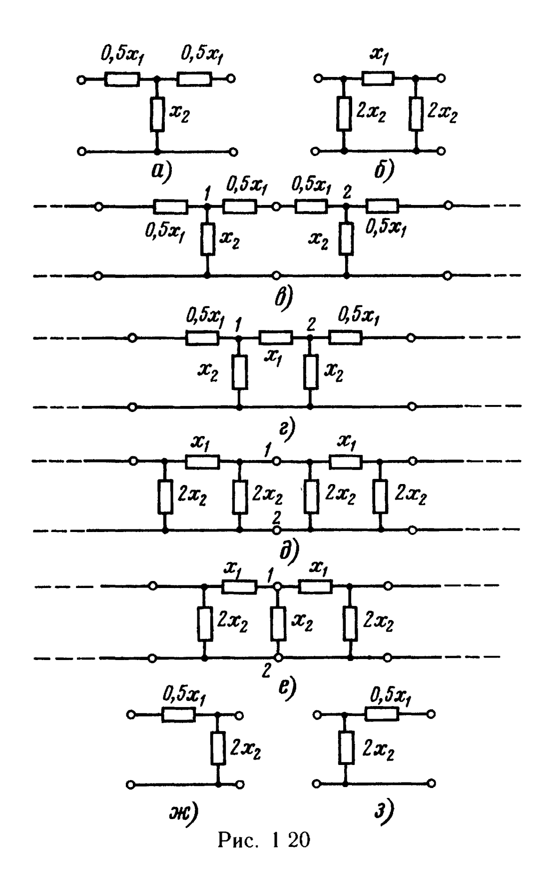


Рис. 1 20

Фильтр включается согласно рис. 1.21, *а* между цепью, служащей для него источником сигнала, и нагрузкой — цепью, в которую поступает сигнал с выхода фильтра. На рисунке E — ЭДС сигнала, $R_и$ — сопротивление источника, $R_н$ — сопротивление нагрузки (входное сопротивление последующей цепи). Проектирование лестничных фильтров обеспечивает получение требуемых частотных свойств (пропускания или задержания в нужных полосах частот) при данных $R_и$ и $R_н$, а также согласование цепей (§ 1.1), т. е. наиболее эффективную передачу энергии сигнала от источника в нагрузку. Обычно при этом требуется преобразовать сопротивление $R_и$ и $R_н$ в определенную величину R_x — характеристическое сопротивление фильтра. Значение R_x обеспечивается подбором индуктивностей катушек и емкостей конденсаторов в ветвях звеньев фильтра, а согласование R_x с $R_и$ и $R_н$ достигается применением согласующих цепей между источником сигнала и входом фильтра и между выходом фильтра и нагрузкой, как показано на рис. 1.21, *б*. Согласование обеспечивают цепи типа показанных на рис. 1.4, либо частичное включение по схеме рис. 1.7.

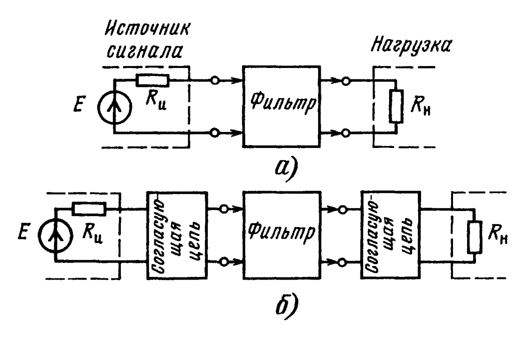


Рис. 1.21

На рис. 1.22 приведены схемы наиболее распространенных и относительно простых по конструкции звеньев фильтров.

На рис. 1.22, *а*—*в* — звенья ФНЧ; звено *в* обеспечивает повышенную крутизну среза. Связь между индуктивностью катушек (Гн), емкостью конденсаторов (Ф), частотой среза f_c (Герц) и характеристическим сопротивлением R_x (Ом) и выражается в случае звеньев а и б формулами:

$$L=0{,}32R_x/f_c;\quad C=0{,}32/(R_x f_c);\quad f_c=0{,}32/\sqrt{LC};\quad R_x=\sqrt{L/C}.$$

Для звена рис. 1.22, *в*

$$L=0{,}18R_x/f_c;\quad C_1=0{,}085/(R_x f_c);\quad C_2=0{,}18/(R_x f_c);\quad f_c=0{,}18/\sqrt{LC_2};\quad R_x=\sqrt{L/C_2}.$$

На рис. 1.22, *г*—*е* — звенья ФВЧ; звено *е* обеспечивает повышенную крутизну среза. В случае звеньев *г* и *д*

$$L=0{,}08R_x/f_c;\quad C=0{,}08/(R_x f_c);\quad f_c=0{,}08/\sqrt{LC};\quad R_x=\sqrt{L/C}.$$

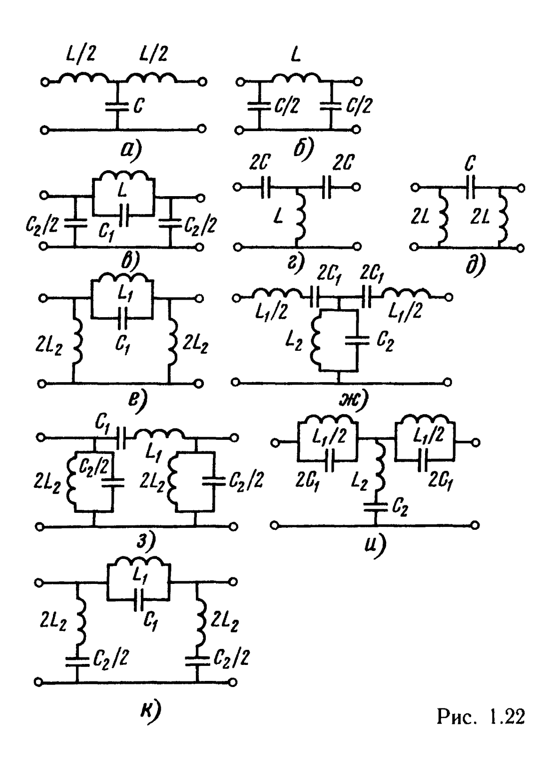


Рис. 1.22

Для звена рис. 1.22, *е*

$L_1 = 0{,}3R_x/f_c$; $L_2 = 0{,}13R_x/f_c$;
$C = 0{,}13/R_x f_c$; $f_c = 0{,}13/\sqrt{L_2C}$;
$R_x = \sqrt{L_2/C}$.

На рис. 1.22, *ж* и *з* — звенья полосно-пропускающих фильтров. В этом случае при верхней и нижней частотах среза f_{c2} и f_{c1}

$L_1 = 0{,}3R_x/(f_{c2} - f_{c1})$; $C_1 = 0{,}08(f_{c2} - f_{c1})/(f_{c1}f_{c2}R_x)$; $C_2 = 0{,}3 \cdot 1/[R_x(f_{c2} - f_{c1})]$;
$R_x = \sqrt{L_1/C_2}$.

На рис. 1.22, *и* и *к* — звенья полосно-заграждающих фильтров. В этом случае при частотах среза f_{c2} и f_{c1}

$L_1 = 0{,}3R_x(f_{c2} - f_{c1})/f_{c1}f_{c2}$; $C_1 = 0{,}08/R_x(f_{c2} - f_{c1})$; $L_2 = 0{,}08R_x/(f_{c2} - f_{c1})$;
$C_2 = 1{,}25(f_{c2} - f_{c1})/f_{c1}f_{c2}R_x$; $R_x = \sqrt{L_2/C_1}$.

1.4. КАТУШКИ

Типы однослойных катушек, часто встречающихся в радиолюбительской практике, изображены на рис. 1.23.

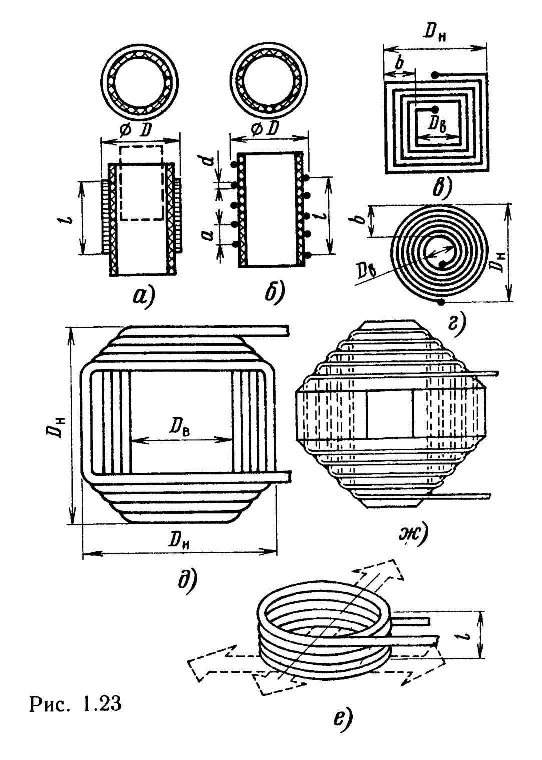


Рис. 1.23

Однослойная цилиндрическая катушка. Применяется обычно при индуктивности менее 150 мкГн. При плотной намотке виток к витку (рис. 1.23, *а*) индуктивность L (мкГн) рассчитывается по формуле

$$L = w^2D \cdot 10^{-3}(l/D + 0{,}45),$$

где w — число витков, D и l — диаметр и длина намотки, мм.

Число витков для получения требуемой индуктивности

$$w = 32\sqrt{(L/D)(l/D + 0{,}45)}.$$

Диаметр провода по изоляции $d = l/w$.

При намотке с шагом a, превышающим диаметр провода (рис. 1.23, *б*), индуктивность рассчитывается по той же формуле, но к полученному значению прибавляется поправка ΔL (мкГн):

$$\Delta L = 0{,}25wD \cdot 10^{-4}(a/d - 1)(12 - a/d).$$

При помещении катушки в металлический цилиндрический экран диаметром $D_э$ индуктивность L несколько уменьшается, принимая значения

$$L_э \approx L[1 - K_э(D/D_э)^3].$$

Коэффициент $K_э$ определяется из графика рис. 1.24. Влияние экрана квадратного сечения со стороной $D_э$ немного меньше.

Экран изготовляется из немагнитного металла. Для предотвращения влияния экрана на добротность катушки диаметр экрана выбирают равным или большим удвоенного наружного диаметра катушки.

Плоские катушки. Катушки вида рис. 1.23, *в* и *г* могут изготавливаться вместе с монтажными соединениями на печатной плате. При квадратной форме витков (рис. 1.23, *в*) индуктивность (мкГн) может быть найдена по формуле

$$L = 8 \cdot 10^{-4}w^2D_{ср}[0{,}73 + 0{,}22b/D_{ср} + 0{,}125(D_{ср}/b - 1)^2].$$

Здесь $D_{ср}$ в миллиметрах; $D_{ср} = 0{,}5(D_в + D_н)$.

При круглой форме витков (рис. 1.23, *г*)

$$L = 25 \cdot 10^{-4}w^2D_{ср}/(1 + 2{,}75b/D_{ср}).$$

На рис. 1.23, *д* схематически изображена плоская катушка конструкции А. Г. Зиновьева. Ее можно сделать, намотав провод на цилиндрическую оправку и скрепив витки клеем. Затем, сняв катушку с оправки, ей придают плоскую форму сплющиванием; для этого верхние и нижние края растягивают во взаимно перпендикулярных направлениях, как это показано на рис. 1.23, *е* стрелками.

При диаметре цилиндрической катушки D размеры $D_н \approx 0{,}78D + l$; $D_в \approx 0{,}78D - l$, где l — высота намотки (рис. 1.23, *д*).

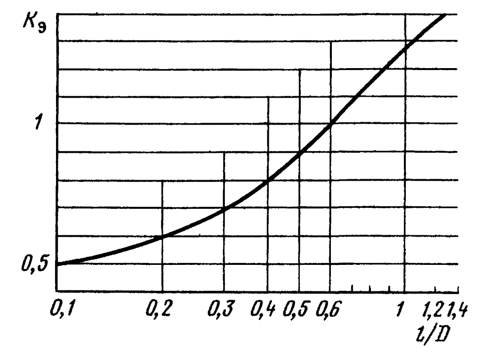


Рис. 1.24

Индуктивность $L_п$ описанной плоской катушки рассчитывается по формуле $L_п = kL_ц$, где $L_ц$ — индуктивность цилиндрической катушки (рис. 1.23, *е*). Определить $L_ц$ можно по формуле для катушки рис. 1.23, *а*. Коэффициент k находится по формуле $k = 1 - 0{,}64l(w-1)/wD_{ср}$.

Шаг намотки можно увеличить с помощью намотки на покрывающую оправку бумагу, также скрепив ее клеем (рис. 1 23, *ж*).

Тороидальная катушка. Цилиндрическая катушка, свернутая в кольцо (рис. 1.25, *а*). Магнитное поле сосредоточено внутри катушки, рассеяние его вне катушки мало; слабо проявляется и воздействие на катушку внешних магнитных полей. Это облегчит требования к экранированию.

Индуктивность тороидальной катушки (мкГн)

$L \approx 3{,}1 \cdot 10^{-4} w^2 D_1^2 / D$,

где D_1 — диаметр поперечного круглого сечения катушки (диаметр витка), D — средний диаметр кольца (тороида) (мм):

$D = 0{,}5(D_н + D_в)$.

Индуктивность катушки с круглым ферритовым сердечником прямоугольного сечения (рис 1.25, *б*)

$L = 3{,}7 \cdot 10^{-4} \mu w^2 h[(a/D) - 0{,}4(a/D)^2]$,

где μ — магнитная проницаемость материала сердечника, h измеряется в миллиметрах.

Способ изготовления тороидальной катушки без сердечника, предложенный А. Г. Зиновьевым, показан на рис. 1.25, *в* и *г*. Цилиндрическая катушка проклеивается с одной стороны эластичным лаком (ЭЛ на рис. 1.25, *в*) и затем сворачивается в кольцо (рис. 1.25, *г*), после чего может быть скреплена лентой, оклеенной по внешней поверхности.

На рис. 1.25, *д* показана в разрезе по диаметру тороидальная катушка в металлическом экране или пластмассовом кольцеобразном корпусе из двух половин K_1 и K_2.

Многослойная катушка (рис. 1.26, *а*). Намотка такой катушки делается рядами, «вразброс» либо «универсаль». Многослойная зигзагообразная (сотовая) намотка «универсаль» (рис. 1.26, *б*) уменьшает собственную (межвитковую) емкость катушки и соответственно потери радиочастотной энергии в изоляции провода (диэлектрические потери), что увеличивает добротность катушки Q_L. Катушки наматываются на специальных станочках проводом диаметром 0,07...0,5 мм.

Индуктивность многослойной катушки (мкГн) находится по формуле

$L = 10^{-3} w^2 D_{ср} / (1{,}25l/D_{ср} + 1{,}25b/D_{ср} + 0{,}375)$.

Число витков, необходимое для получения заданной индуктивности,

$w = 32\sqrt{L/D_{ср}(1{,}125l/D_{ср} + 1{,}25b/D_{ср} + 0{,}375)}$.

Сердечник в виде цилиндрического стержня из феррита или карбонильного железа (штриховая линия на рис. 1.26, *а*) увеличивает индуктивность в 1,5...2 раза либо позволяет получить требуемую индуктивность с меньшим на 30...40 % числом витков; соответственно уменьшается сопротивление потерь в проводе катушки r_L (рис. 1.8) и возрастает добротность катушки Q_L.

Продольным перемещением сердечника регулируют индуктивность до ± (10...15) %. Для этого сердечник делается с резьбой и перемещается вращением в резьбе гайки или каркаса. Применение сердечника увеличивает в несколько раз чувствительность индуктивности к изменениям температуры.

Дальнейшее значительное увеличение индуктивности без увеличения числа витков достигается применением броневого сердечника (рис. 1.26, *в*). Регулирование индуктивности, как и в предыдущем случае, осуществляется продольным перемещением стержня; при замкнутом броневом сердечнике изменение L составляет до 20 %. Одно из достоинств броневого сердечника

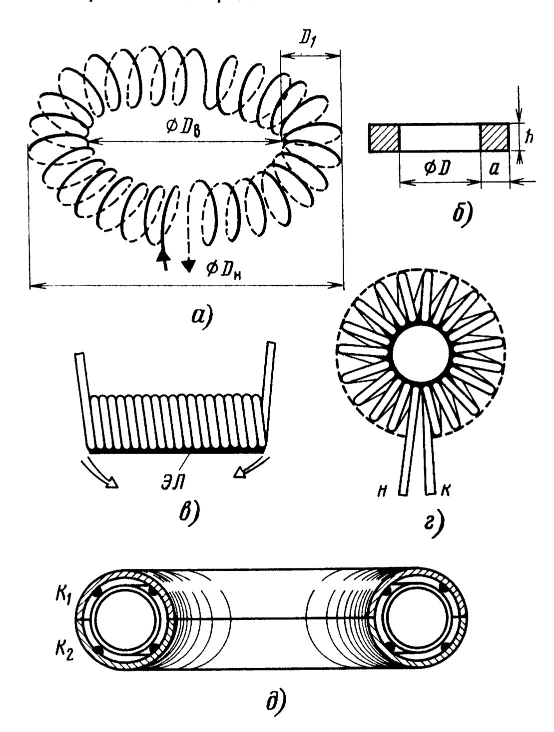


Рис. 1.25

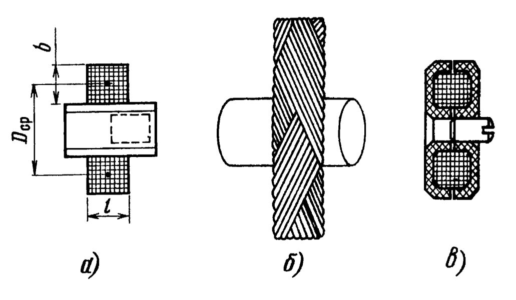


Рис. 1.26

состоит в том, что катушка защищена от внешних магнитных полей и сама не создает магнитного поля во внешнем пространстве, поэтому она не нуждается в экранировании, если же экран применяется, то стенки его могут находиться в непосредственной близости к сердечнику, что ведет к уменьшению размеров катушки.

Выбор провода. Вследствие поверхностного эффекта (концентрация тока высокой частоты в тонком поверхностном слое провода) сопротивление r_L увеличивается с повышением частоты, что затрудняет получение большой добротности Q_L. Если требуется увеличить Q_L, то усиление поверхностного эффекта компенсируют увеличением диаметра провода катушки, что затрудняет уменьшение ее размеров. В любительских конструкциях однослойных катушек для радиоприемников (диапазонов УКВ и в передатчиках) диаметр провода обычно выбирают 0,5...2 мм, в многослойных — провод ПЭШО 0,1...0,2 мм. Для катушек с большой индуктивностью при необходимости повысить добротность применяют крученый многожильный провод (из нескольких жилок с эмалевой изоляцией 0,06...0,08 мм).

Коэффициент связи. Точный расчет взаимоиндуктивности и коэффициента связи между катушками представляет большие трудности, поэтому конструкторы обычно ограничиваются приблизительным расчетом, результаты которого затем уточняют экспериментально при налаживании аппаратуры.

Если одна из катушек находится внутри другой (рис. 1.27, *а* и *б*), то коэффициент связи между ними

$k \approx (D_2/D_1)^2 l_2/l_1$ (для рис. 1.27, *а*);
$k \approx (D_2/D_1)^2 l_1/l_2$ (для рис. 1.27, *б*).

При расположении двух катушек примерно одинаковых размеров на расстоянии друг от друга, как показано на рис. 1.27, *в* (в частности, при размещении их на общем каркасе),

$$k \approx 1/[2+2{,}5(l/D)^2+40(A/D)^2].$$

При намотке катушки связи поверх катушки колебательного контура и при размещении катушек в броневом сердечнике $k \approx 1$.

Взаимоиндуктивность между двумя катушками с индуктивностями L_1 и L_2 при данном коэффициенте связи k

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}.$$

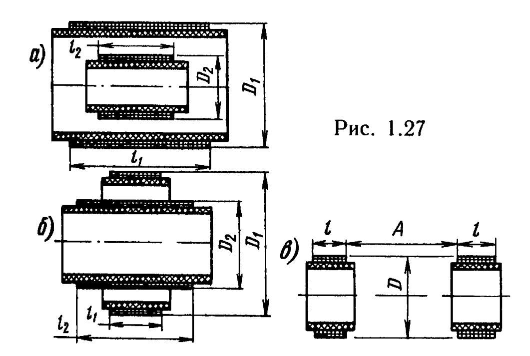


Рис. 1.27

Вариометр. Плавное изменение индуктивности в широких пределах без применения магнитных сердечников может быть обеспечено вариометром с подвижными катушками, одна из которых, расположенная внутри другой, поворачивается (рис. 1.28). Принцип действия вариометра поясняет рис. 1.29. На рис. 1.29, *а* катушки с индуктивностями L_1 и L_2 расположены соосно с одинаковым направлением витков и имеют общий магнитный поток. Полная индуктивность при этом максимальна и равна $L_{max} = L_1 + L_2 + 2M$. При повороте подвижной катушки (ротора) по отношению к неподвижной (статору) на угол 90° (рис. 1.29, *б*) магнитные потоки взаимно перпендикулярны, $M = 0$ и $L = L_1 + L_2$. При дальнейшем повороте ротора еще на 90° (рис. 1.29, *в*), магнитные потоки противоположны и $L_{min} = L_1 + L_2 - 2M$. В частности, при $L_1 = L_2$ имеем $L_{max} = 2L(1+k)$ и $L_{min} = 2L(1-k)$, т. е. $L_{max}/L_{min} = (1+k)/(1-k)$. Например, при $k \approx 0{,}5$ (рис. 1.28) индуктивность изменяется в 3 раза. При увеличении k изменение L возрастает до 4...5 раз.

На рис. 1.30 показан принцип вариометра с встречным возвратно-поступательным движением секций одной из катушек (авторы конструкции Д. С. Рябоконь, Т. Д. Рябоконь, А. Г. Зиновьев). Здесь 1 и 2 — секции неподвижной катушки, 3 и 4 — секции подвижной катушки со встречным движением (показано стрелками). Секции 1 и 2, и соответственно 3 и 4, имеют противоположные направления намотки (на рис. 1.30 различие направлений показано направлением штриховки).

На рис. 1.30 секции 1,3 и 2,4 имеют одинаковое направление намотки и индуктивность максимальна. В положении, показанном на 1.30, *б*, направления намотки взаимно противоположны и индуктивность минимальна. Изменение индуктивности достигает 10...20 раз.

Наряду с вариометрами, в которых изменение индуктивности достигается поворотом или перемещением катушек, применяются феррова-

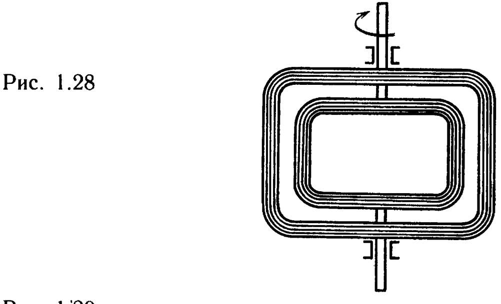


Рис. 1.28

Рис. 1.29

а) б) в)

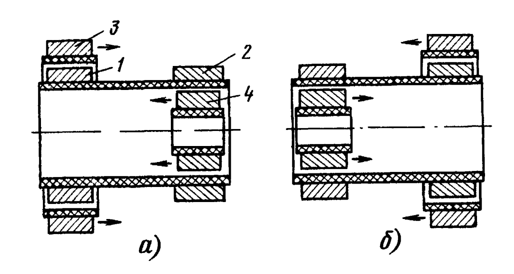


Рис. 1.30

риометры, основанные на перемещении ферритового сердечника внутри катушки.

Уменьшение размеров катушек. Если пропорционально уменьшить в N раз все размеры катушки, включая применение провода в N раз меньшего диаметра, и при этом число витков оставить без изменения, индуктивность уменьшится приблизительно в N раз, и добротность катушки Q_L изменится мало (может возрасти).

1.5. РАДИОЧАСТОТНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсаторы для всех цепей радиотехнической и электронной аппаратуры, в том числе и для цепей радиочастоты — колебательных контуров и фильтров, выпускаются промышленностью и имеются в продаже в широком ассортименте; поэтому при конструировании любительской аппаратуры они обычно используются как готовые изделия. В самостоятельном изготовлении необходимости, как правило, не возникает. Емкость конденсатора (пФ) зависит от размеров его элементов (рис. 1.31) и определяется по формуле

$$C \approx 0{,}09\varepsilon \frac{S}{d} (n-1),$$

где ε — диэлектрическая постоянная материала, заполняющего промежутки между пластинами; S — площадь зоны взаимного перекрытия пластин, см^2; d — размер зазора между пластинами, см; n — общее число пластин.

Конденсаторы переменной емкости обычно состоят из статора и поворотного ротора (рис. 1.32). Емкость конденсатора с полукруглыми пластинами (рис. 1.32, *а*) изменяется прямо пропорционально углу поворота; такой конденсатор называется прямоемкостным. При специально вытянутой форме пластин (рис. 1.32, *б*)

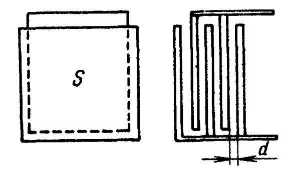


Рис. 1.31

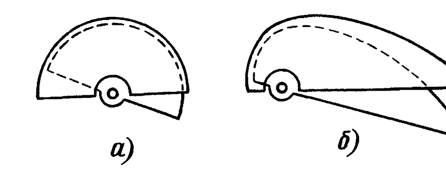


Рис. 1.32

емкость изменяется в зависимости от угла поворота ротора по такому закону, что углу поворота пропорциональна не емкость, а изменение частоты настройки резонансного контура с конденсатором, называемым *прямочастотным*.

1.6. РЕЗОНАНСНЫЕ ЛИНИИ

По мере перехода к более коротким волнам индуктивность и емкость колебательного контура приходится уменьшать. При длине волны 2...3 м катушка состоит уже из нескольких витков малого диаметра; на дециметровых волнах у нее один виток, т. е. превращается в отрезок проводной линии (рис. 1.33, *а*). При помещении такой катушки в экран роль одной из сторон витка может играть стенка экрана (рис. 1.33, *б*). Колебательные контуры подобного типа называют *резонансными линиями*. Они широко применяются в практике конструирования любительской аппаратуры в диапазонах дециметровых волн, а с началом космического радиолюбительства — и на сантиметровых волнах. Для увеличения добротности резонансной линии увеличивают диаметр или ширину внутреннего проводника (рис. 1.33, *в*).

Конденсатор в резонансной линии не обязателен, так как резонанс обеспечивается собственной емкостью провода. Для точной настройки на нужную частоту может служить миниатюрный подстроечный конденсатор (рис. 1.33, *г*). Для перестройки широко применяются варакторы, включаемые согласно рис. 1.33, *д*. Их емкость регулируется (как и в случае рис. 1.6, *б* и *в*) подачей на варактор управляющего напряжения через резистор R.

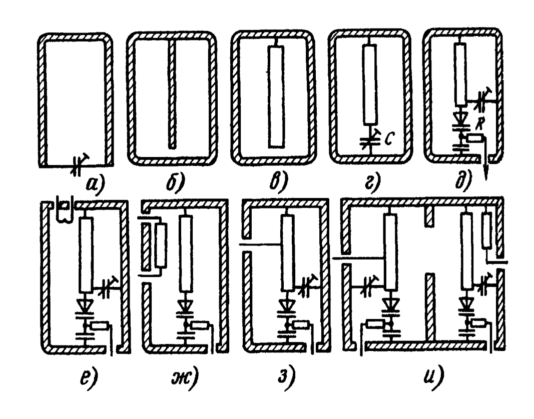


Рис. 1.33

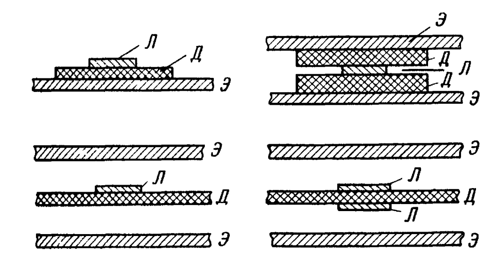


Рис. 1.34

При C=0 длина внутреннего провода равна λ/4; при наличии емкости C она несколько меньше этой величины и тем меньше, чем больше емкость.

Собственные потери энергии колебаний в резонансной линии обычно сравнительно малы, поэтому ее добротность составляет несколько сотен; фактическая добротность в этом случае в большей мере определяется сопротивлением подключенных к резонансной линии внешних цепей.

Связь резонансной линии с внешними цепями обычно делается трансформаторной с помощью витка (рис. 1.33, *е*) или проводника (рис. 1.33, *ж*) либо автотрансформаторной (рис. 1.33, *з*). Связь резонаторов часто осуществляют, располагая их рядом, через отверстие в общей стенке (рис. 1.33, *и*).

Если экран резонансной линии имеет форму коробки, то при достаточных его размерах помимо показанных на рис. 1.33 варакторов, резисторов и конденсаторов в него можно поместить транзисторы и другие миниатюрные компоненты устройств, в состав которых входит эта линия.

В радиолюбительской практике находят применение резонансные линии различной конструкции. Широко применяются полосковые линии, выполняемые на поверхности диэлектрических пластин методами печатного монтажа. Поперечное сечение нескольких типов полосковых линий схематично показано на рис. 1.34. Здесь Л — линия, Д — диэлектрическая пластина, Э — металлические пластины экрана.

Подобно многоконтурным фильтрам из колебательных контуров, в диапазоне УВЧ и СВЧ применяют фильтры из ряда полосковых резонаторов, связанных друг с другом через емкость между краями полосок. Пример схемы фильтра из четвертьволновых полосковых резонаторов показан на рис. 1.35, *а*. Другое типичное выполнение фильтра СВЧ с полуволновыми полосками показано на рис. 1.35, *б*.

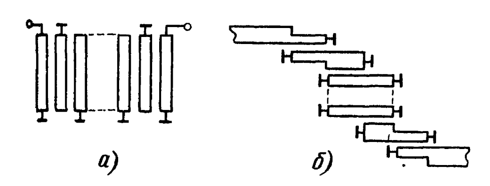


Рис. 1.35

1.7. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Пьезоэлектрический преобразователь (рис. 1.36, *а*). Он служит для преобразования электрического напряжения переменного тока в широком диапазоне частот в механические колебания и обратно. Такой преобразователь выполняется в виде пластинки (или бруса) из пьезокерамики или кварца, покрытой с двух сторон тонкой металлической пленкой, образующей электроды Э. При приложении к электродам напряжения в пластинке возникают упругие колебания — *прямой пьезоэлектрический эффект*. С помощью элементов механической связи колебания пластинки могут быть переданы другим элементам конструкций для возбуждения в них механических колебаний.

В свою очередь, упругие механические колебания в пластинке создают напряжения между электродами — *обратный пьезоэлектрический эффект*.

Пьезоэлектрический резонатор. При определенном соотношении частоты колебаний и размеров пластинки амплитуда колебаний максимальна, т. е. возникает механический резонанс. Вследствие обратного пьезоэлектрического эффекта при этом максимален и переменный ток между электродами, как в колебательном контуре при электрическом резонансе; поэтому при частотах, близких к резонансу, преобразователь (рис. 1.36, *а*) по свойствам аналогичен цепи рис. 1.36, *б*. Здесь $L_к$, $C_к$ и $r_к$ определяется качеством пьезоэлектрического материала, размерами и формой пластины, а C_0 — прямая емкость между электродами.

Добротность пьезоэлектрического резонатора значительно превышает добротность колебательного контура; она особенно велика у резонаторов из высококачественного кварца: тысячи и десятки тысяч. Резонансная частота кварцевых пьезоэлектрических резонаторов отличается высокой стабильностью при изменении температуры и других внешних условий, поэтому их применяют в генераторах и фильтрах при высоких требованиях к стабильности.

Однокварцевый фильтр. Простейший узкополосный фильтр часто выполняют с одним кварцевым резонатором по мостовой схеме рис. 1.37, *а*; трансформатор необязателен, возможно применение усилителя с симметричным выходом и «средней точкой», соединяемой с общим проводом

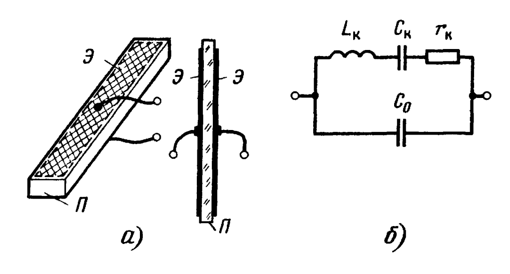


Рис. 1.36

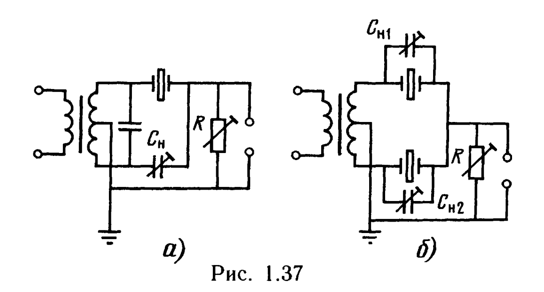


Рис. 1.37

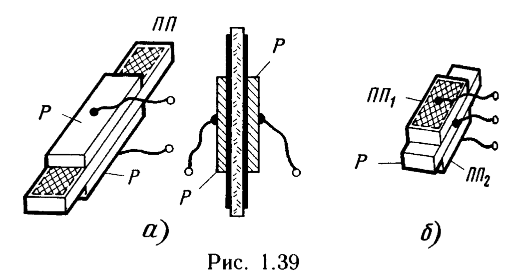


Рис. 1.39

(«землей»). Конденсатор $C_н$ нейтрализует емкость C_0 (рис. 1.36, *б*), давая в резистор R такой же ток, как проходящий через C_0, но противоположного направления. Согласно рис. 1.36, *б* при точной компенсации тока в C_0 кварц с резистором R, с которого снимается выходное напряжение, подобен колебательному контуру из $L_к$, $C_к$ и сопротивления $R_к + R$. Изменяя R, регулируют добротность цепи и, следовательно, полосу пропускания.

Двухкварцевый фильтр. Выполняется по схеме рис. 1.37, *б* с кварцами, имеющими близкие, но несовпадающие частоты резонанса. Назначение конденсаторов $C_{н1}$ и $C_{н2}$ то же, что и в однокварцевом фильтре. В зависимости от выбора частот кварцев получается различная (более широкая) полоса пропускания, а резонансная характеристика приближается к прямоугольной.

Связанные пьезоэлектрические резонаторы. Подобно связанным колебательным контурам (рис. 1.18), пьезокерамические резонаторы могут образовывать связанные структуры, обладающие свойствами полосовых фильтров. Распространенный резонатор этого вида (Н-образный) имеет вид рис. 1.38, *а*. По основным свойствам такой резонатор подобен полосовому фильтру с катушками и конденсаторами вида рис. 1.38, *б*.

Электромеханические резонаторы. Выполняются в виде металлических дисков или пластинок (плиток) различной формы, а также цилиндрических и других стержней. Используются в генераторах и фильтрах в широких диапазонах частот: от звуковых (например, камертон) до ОВЧ. Такие резонаторы отличаются высокой добротностью (остро выраженным резонансом) Для повышения резонансной частоты уменьшают размеры резонатора. Используется в единой конструкции с электромеханическими преобразователями. В фильтрах применяют два преобразователя: входной, преобразующий электрический сигнал в механические колебания, и выходной для обратного преобразования. Распространены магнитострикционные и пьезоэлектрические преобразователи.

В варианте конструкции рис. 1.39, *а* резонатор содержит пьезокерамический преобразователь ПП (рис. 1.36, *а*), на поверхности которого расположены металлические резонаторы Р в виде упругих пластинок или брусочков. В другом варианте (рис. 1.39, *б*) резонатор Р помещен между преобразователями $ПП_1$ и $ПП_2$.

Связанные электромеханические резонаторы. Электромеханические резонаторы связываются друг с другом с помощью приваренных к металлическим пластинкам стальных упругих кусочков проволоки либо перемычек (элемент связи ЭС на рис. 1.40). В средней части пластинок имеются участки, которые при возбуждаемых механических колебаниях остаются неподвижными,— узлы Продольные изгибные колебания происходят относительно узла по обе его стороны. В узлах резонаторы могут быть соединены перемычками (П на рис 1.40), образуя жесткую деталь, причем перемычки не влияют на колебательные свойства пластинок. В узлах пластинок делаются также выступы В для крепления резонаторов в корпусе фильтра.

Многозвенные фильтры. Связанные резонаторы вида рис. 1.38, *а* или рис. 1.40 используются в качестве отдельных фильтров либо в качестве элементов многозвенных (лестничных) фильтров сосредоточенной селекции В последнем случае двухрезонаторные звенья могут соединяться последовательно с помощью конденсаторов связи C_c на рис. 1.41, *а*. Встречаются также электромеханические фильтры с упругими механическими связями, например, по типу рис. 1.40, но с числом звеньев более двух (схематично показано на рис. 1.41, *б*).

Фильтры с поверхностными акустическими волнами (рис. 1.42). На пьезоэлектрической пластинке имеются две гребенчатые структуры из

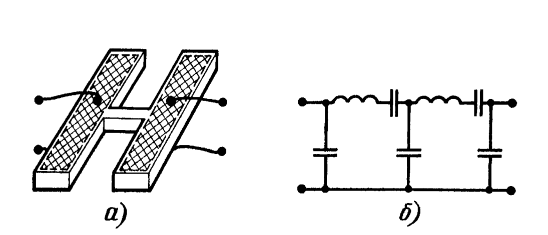


Рис. 1.38

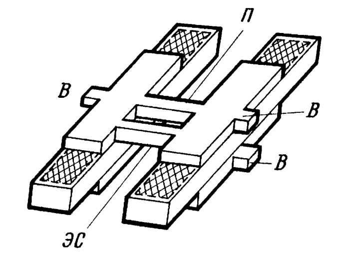


Рис. 1.40

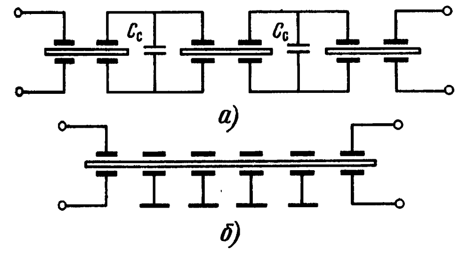


Рис. 1.41

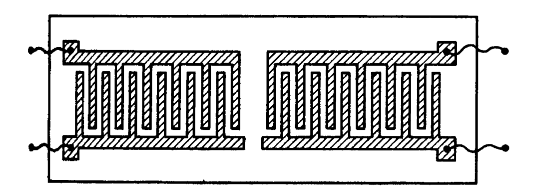


Рис. 1.42

металлической пленки: входная и выходная. Входной сигнал вызывает акустическую волну на поверхности пластин. Пробегая по аналогичной приемной структуре, эта волна создает в ней напряжение, которое поступает на выход фильтра. Фильтры с поверхностными акустическими волнами применяются в широком диапазоне частот, охватывающем ВЧ, ОВЧ и УВЧ.

1.8. УСИЛИТЕЛИ

Усилитель с несимметричным входом и выходом. Типовая схема однокаскадного резисторного усилителя сигналов переменного тока с биполярным транзистором показана на рис. 1.43, *а*. Транзистор VT может иметь структуру p-n-p, в этом случае полярность источника питания изменяется на обратную; могут применяться также полевые транзисторы. Разделительный конденсатор $C_р$ служит для перехода к следующему каскаду по переменному току с развязкой каскадов по постоянному току.

В резонансном усилителе, настраиваемом на нужную частоту, вместо резистора $R_к$ в коллекторную цепь включается колебательный контур — трансформаторно (рис. 1.43, *б*) или автотрансформаторно (рис. 1.43 *в*). Для повышения избирательности и получения частотной характеристики, по форме приближающейся к прямоугольной, может быть включен фильтр (рис. 1.43, *г*) — полосовой либо нижних или верхних частот.

Резистор $R_э$ (рис. 1.43, *а*) создает отрицательную обратную связь (ООС) по постоянному току, которая стабилизирует режим и параметры транзистора в условиях изменяющихся окружающей температуры и напряжения источника питания. При отсутствии конденсатора, шунтирующего этот резистор, получается ООС по переменному току; усиление уменьшается; но становится равномерным в более широкой полосе частот.

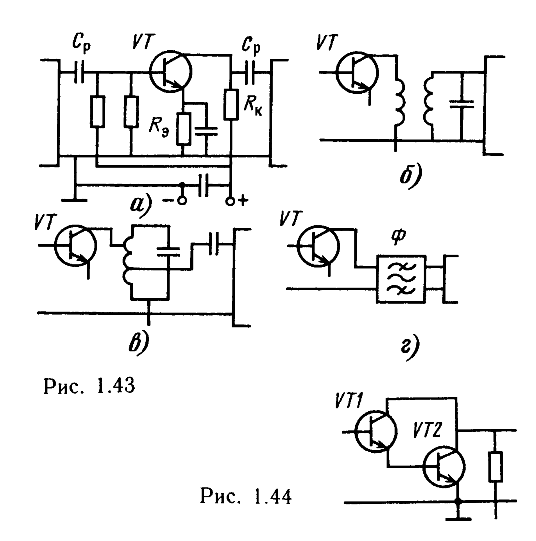


Рис. 1.43

Рис. 1.44

Распространен усилительный каскад с последовательным включением транзисторов без разделительного конденсатора $C_р$ (рис 1.44). Такой усилитель обладает высоким входным сопротивлением и стабильным усилением.

Повторитель. Это усилитель, воспроизводящий сигнал практически в неизменном виде («повторяющий» сигнал), т. е. без изменения формы и фазы. Уровень выходного напряжения равен входному.

Широко применяются эмиттерный (рис. 1.45, *а*) и истоковый (рис. 1.45, *б*) повторители, в которых выходное напряжение снимается с резистора R в цепи соответственно эмиттера и истока.

Полное выходное напряжение в цепи база — эмиттер и затвор — исток противоположно по фазе усиливаемому сигналу, т. е. действует глубокая ООС, следствием чего и является уменьшение до единицы коэффициента усиления по напряжению. Сигнал усиливается по мощности; входное сопротивление повторителя очень велико и соответственно мощность, потребляемая от источника сигнала, во много раз меньше, чем мощность, выделяемая в нагрузке, включаемой на выходе.

Дифференциальный усилитель. Наиболее распространен усилитель, выполненный по схеме рис. 1.46. Применяется в большинстве микроэлектронных интегральных модулей, в частности в ОУ. Два одинаковых усилительных каскада

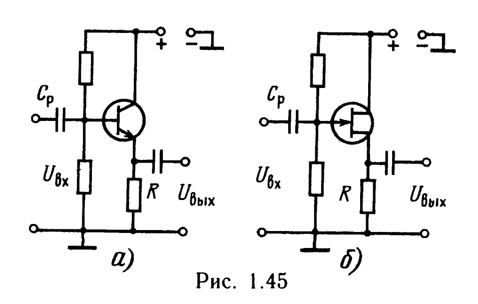


Рис. 1.45

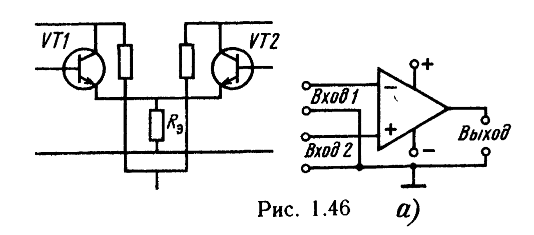
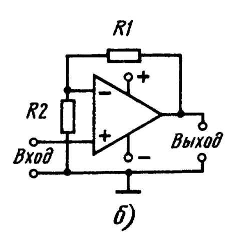


Рис. 1.46



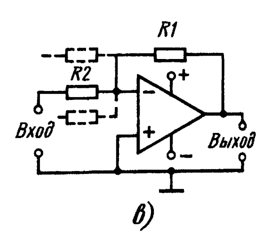
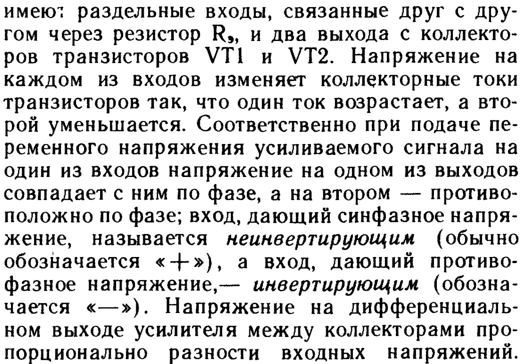


Рис. 1.47



имеют раздельные входы, связанные друг с другом через резистор $R_э$, и два выхода с коллекторов транзисторов VT1 и VT2. Напряжение на каждом из входов изменяет коллекторные токи транзисторов так, что один ток возрастает, а второй уменьшается. Соответственно при подаче переменного напряжения усиливаемого сигнала на один из входов напряжение на одном из выходов совпадает с ним по фазе, а на втором — противоположно по фазе; вход, дающий синфазное напряжение, называется *неинвертирующим* (обычно обозначается «+»), а вход, дающий противофазное напряжение,— *инвертирующим* (обозначается «—»). Напряжение на дифференциальном выходе усилителя между коллекторами пропорционально разности входных напряжений.

Операционные усилители (рис. 1.47, *а*). Обладают большим коэффициентом усиления, высоким входным и сравнительно малым выходным сопротивлениями. Применение сильной ООС снижает усиление и обеспечивает его стабильность. На рис. 1.47 показано включение цепи ОС из резисторов R1 и R2 в неинвертирующем (рис. 1.47, *б*) и инвертирующем (рис. 1.47, *в*) усилителях.

Штриховыми линиями на рис. 1.47, *в* показаны цепи подачи на один из входов усилителя нескольких напряжений, если требуется получить на выходе напряжение, пропорциональное их сумме.

Операционные усилители выпускаются в интегральном исполнении; имеется множество вариантов, выполненных на разных транзисторах по разным схемам и имеющих соответственно разные параметры: коэффициент усиления, предельное входное напряжение, выходную мощность, входное и выходное сопротивления, напряжение источника питания и др. Пример усилителя по сравнительно несложной схеме дан на рис. 1.48. Первые каскады в каналах с инвертирующим (транзисторы VT1, VT2) и неинвертирующим (VT3, VT4) входами выполнены по типу рис. 1.47, *а*. Транзистор VT5 с резистором R образует эмиттерный повторитель. Транзисторы VT6 и VT7 стабилизируют токи питания перечисленных выше транзисторов. Остальные транзисторы обеспечивают последующее усиление и суммирование сигналов.

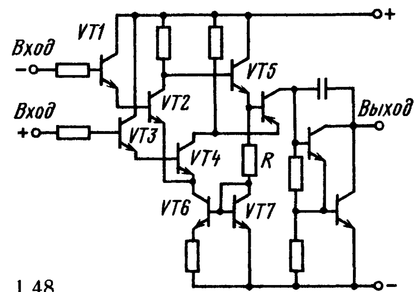


Рис. 1.48

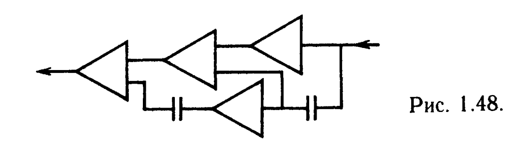


Рис. 1.48.

Для расширения областей применения ОУ могут выполняться в виде двух или нескольких параллельных каналов. Пример схемы подобного ОУ (без указания цепей питания) приведен на рис. 1.49.

С помощью подключения к ОУ различных цепей обратной связи можно осуществлять различные преобразования подводимых к нему сигналов помимо упомянутого выше суммирования сигналов (рис. 1.47, *в*) в ОУ может осуществляться умножение сигналов на нужные коэффициенты дифференцирование, интегрирование и др.

1.9. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Катушки сравнительно сложны в изготовлении; в многоконтурных фильтрах (рис.1.48. и 1.22) они усложняют конструкцию и увеличивают размеры. В активных фильтрах катушки заменены транзисторными цепями, свойства которых — сдвиг по фазе между током и напряжением и зависимость реактивного сопротивления от частоты (§ 1.1 и рис. 1.2) — такие же, как у катушек. Замена катушек электронными эквивалентами тем выгоднее, чем ниже рабочие частоты (50...100 кГц и ниже), так как в этом случае требуются катушки с большой индуктивностью и соответственно с многовитковой намоткой. Электронные цепи, обладающие свойствами индуктивности, осуществляются на основе ОУ.

Принцип действия электронной цепи, обладающей свойством индуктивности, в простейшем виде поясняется на рис. 1.50, *а*. Сопротивление R значительно превышает реактивное сопротивление переменному току конденсатора С. Поэтому ток в цепи RC $I_1 \approx U/R$ практически не зависит от частоты. По этой же причине падение напряжения на конденсаторе С, вызываемое током I_1, отстает по фазе по отношению к этому току на четверть периода (рис. 1.2) и равно U_c=

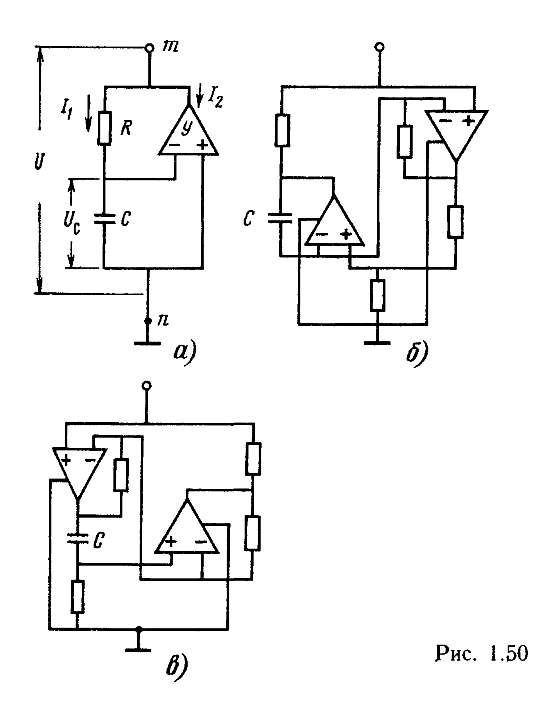


Рис. 1.50

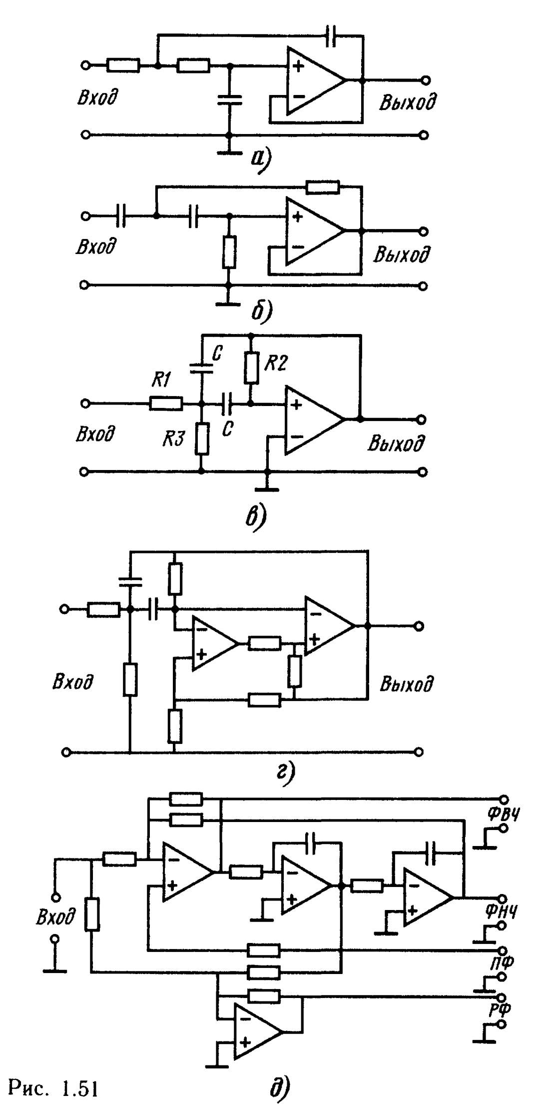


Рис. 1.51

$=I_1/2\pi fC$, т. е. обратно пропорционально частоте. Это напряжение действует на вход усилителя, и на выходе его появляется переменный ток I_2, пропорциональный напряжению U_c, т. е. $I_2 = SU_C \approx S\frac{U}{R}\frac{1}{2\pi fC}$. Следовательно, цепь тока I_2 по закону Ома обладает сопротивлением $Z = U/I_2 = 2\pi fC \cdot (R/S)$. Как и напряжение U_C, ток I_2 сдвинут по фазе относительно приложенного напряжения U на четверть периода.

Сопротивление Z пропорционально частоте, как и реактивное сопротивление катушки $X_L = 2\pi fL$. Следовательно, цепь тока I_2 соответствует включению между точками m и n индуктивности $L = CR/S$.

Эквивалентную индуктивность L можно регулировать изменением коэффициента S, регулированием режима усилителя У.

Электронные преобразователи сопротивления цепи, позволяющие, в частности, построить цепь с конденсатором, обладающую свойством индуктивности, называются *гираторами*.

Эквивалентные индуктивности с высокой добротностью и с применением конденсатора относительно небольшой емкости более сложны. Две типичные схемы гираторов с ОУ, применяемых на практике, показаны на рис. 1.50, *б* и *в*.

Замена индуктивностей гираторными цепями описанного типа позволяет выполнить бескатушечные фильтры со структурами типа рис. 1.18, *б* и *в*, а также рис. 1.22, *г* и *д*. Существуют варианты гираторов и для катушек, не соединенных с общим проводом (рис. 1.22, *б, и, к* и др.).

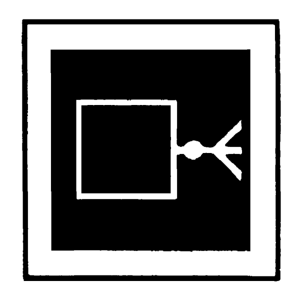
Активные RC-фильтры. Применение ОУ с цепями обратной связи, содержащими конденсаторы, вследствие чего обратная связь зависит от частоты, позволяет сильно увеличить крутизну среза. Одновременно цепи ООС повышают точность и стабильность АЧХ.

На рис. 1.51, *а* показана типовая схема звена активных ФНЧ; на рис. 1.51, *б* — звено ФВЧ; на рис. 1.51, *в* — звено полосового фильтра с узкой полосой пропускания. АЧХ этого звена подобна резонансной характеристике колебательного контура. Частота настройки фильтра

$$f_0 = (1/2\pi C)\sqrt{(R_1+R_3)/R_1R_2R_3}.$$

Для повышения частотной селективности применяют звенья с дополнительным усилением (рис. 1.51, *г*).

На рис. 1.51, *д* приведен пример схемы комбинированного фильтра с несколькими выходами. Выход ФВЧ соответствует фильтрации верхних частот, ФНЧ — фильтрации нижних частот, выход ПФ обеспечивает полосно-пропускающую и РФ — режекторную фильтрации.



ПРИЕМНИКИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

РАЗДЕЛ 2

Содержание

2.1. Характеристики и параметры качества приемников звукового вещания 32
Основные характеристики (32). Структурные схемы (33)

2.2. Схемы узлов ПЗВ для разных частотных диапазонов 39
Входные цепи и фильтры (39). Усилители РЧ и ПЧ (47). Детекторы АМ и ЧМ сигналов (53). Преобразователи частоты (57)

2.3. Управление функциями ПЗВ 65
Регулировка громкости (65). Цепи АРУ (67). Регулировка полосы пропускания (70). Управление настройкой ПЗВ (71). Вспомогательные устройства (74). Диапазонно-кварцевая стабилизация частоты настройки (77)

2.4. Стереофонический прием 78
Требования к радиотракту стереофонического ПЗВ (78). Стереодекодеры (78)

2.5. Требования к электромагнитной совместимости ПЗВ 83
Характеристики ПЗВ, определяющие электромагнитную совместимость радиосистем (83). Конструктивные особенности ПЗВ (83)

2.6. Схемы любительских ПЗВ 84
Приемник прямого усиления (84). Приемник ЧМ сигналов с синхронным детектором (84). Супергетеродинный приемник на микросхеме К174ХА10 (85). Приемник АМ и ЧМ сигналов (86). Стереотюнер УКВ (модуль радиотракта) (88). Электронно-управляемый модуль радиотракта АМ сигналов (88)

2.7. Налаживание ПЗВ 91

2.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ КАЧЕСТВА ПРИЕМНИКОВ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

Основные характеристики

Приемники звукового вещания (ПЗВ) предназначены для приема сигналов РВ станций, работающих в диапазонах километровых, гектаметровых, декаметровых и метровых радиоволн.

При этом диапазон частот, принимаемых ПЗВ, условно разбит на участки: ДВ — 2027... 1050 м (148...285 кГц), СВ — 571,4...186,7 м (525...1607 кГц), КВ — 75,9...24,8 м (3,95... 12,1 МГц) и УКВ — 4,56...4,06 м (65,8...74 МГц).

Кроме диапазона принимаемых волн для потребителя являются существенными следующие основные характеристики ПЗВ: чувствительность, селективность, полоса воспроизводимых частот и ее неравномерность, коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала, его уровень или мощность, а также стабильность выходного уровня и стабильность настройки приемника на желаемую радиостанцию.

Требования к этим и другим характеристикам ПЗВ определяются соответствующими ГОСТами.

Другими ГОСТами определяются методы измерений этих характеристик и требования к применяемым средствам измерений.

В соответствии с ГОСТ 5651—82 ПЗВ по требованиям, предъявляемым к их характеристикам, делятся на четыре группы сложности: 0 (высшую), 1, 2 и 3

Приемники могут выполняться в виде стационарных, мобильных, переносных и миниатюрных (карманных) конструкций с питанием от сети переменного тока или с автономным питанием от источников постоянного тока с напряжением, кратным 1,5 В.

Основные характеристики ПЗВ зависят от схем главного тракта приема сигналов — радиотракта.

Структурные схемы

Простейший ПЗВ состоит из входной цепи, связанной с приемной антенной и играющей роль электрического фильтра, выделяющего сигнал принимаемой радиостанции из множества сигналов других радиостанций и помех, детектора — устройства, преобразующего РЧ модулированный сигнал в электрические сигналы звуковых частот, и воспроизводящего устройства (ВУ) — электроакустического преобразователя, преобразующего электрические сигналы в звуковые.

Антенна может быть самостоятельным устройством различной сложности (внешняя антенна) или являться принадлежностью приемника (встроенная антенна). Встроенная антенна может быть электрической (штыревая антенна) или магнитной (рамочная или ферритовая). Минимальное напряжение сигнала в антенне приемника или минимальная напряженность электромагнитного поля в месте приема (при использовании встроенной антенны), обеспечивающие нормальный радиоприем, характеризуют *чувствительность* приемника.

Электрический фильтр должен быть настроен так, чтобы пропускать без искажений принимаемый модулированный сигнал. Степень ослабления им сигналов других радиостанций, воспринимаемых как помеха, характеризует селективность приемника. Фильтр может быть выполнен с фиксированной настройкой или перестраиваемым (переключаемым) в диапазоне частот, принимаемом данным приемником. Простейший фильтр может состоять из одного резонансного контура и играть роль входной цепи приемника. Перестраиваемые многоконтурные фильтры должны иметь сопряженную настройку всех входящих в них контуров.

Детектор должен преобразовывать модулированный сигнал по возможности без искажений в сигнал звуковых частот. Наименьшие искажения вносят синхронные детекторы (СД). Для детектирования с допустимыми искажениями уровень РЧ сигналов на входе детекторных каскадов должен быть не менее 30...50 мВ.

Приемник, состоящий только из этих элементов, называется *детекторным*. Из-за низких потребительских характеристик (малой чувствительности, селективности и выходной мощности) детекторные приемники в настоящее время практического применения не имеют. Для получения более высокой чувствительности в ПЗВ применяют усилители радиочастоты (УРЧ), а для получения необходимой мощности сигналов ЗЧ — усилители звуковой частоты (УЗЧ). Усилители радиочастоты вместе с фильтрами и детектором, а в более сложных приемниках и с другими каскадами образуют тракт радиочастоты, или радиотракт.

Усилители ЗЧ могут входить в состав ПЗВ или быть самостоятельным элементом. Приемники, не содержащие мощного УЗЧ и электроакустического преобразователя, называются *тюнерами.*

В качестве ВУ в ПЗВ обычно используются электромагнитные, электродинамические и пьезоэлектрические головные телефоны и громкоговорители, а также акустические звуковые системы, состоящие из одной или нескольких динамических головок прямого излучения.

Приемники, содержащие УРЧ, детектор и УЗЧ, называются *приемниками прямого усиления* или в случае применения синхронного детектора приемниками *прямого преобразования*. Недостатками приемников прямого усиления являются их малая чувствительность и селективность. Эти параметры тем ниже, чем выше частота сигнала. Область применения приемников прямого усиления практически ограничена радиовещательными диапазонами ДВ и СВ. Применение положительной обратной связи (ОС), регенерирующей добротность контуров и повышающей чувствительность и селективность приемников прямого усиления, хотя и позволяет расширить их диапазон в область КВ, но усложняет настройку такого приемника, называемого регенеративным, и не гарантирует постоянства его параметров при изменении уровня принимаемых сигналов, изменении параметров антенны, напряжения питания, температуры окружающей среды и т. п. Кроме того, применение положительной ОС может вызвать излучение антенной приемника колебаний с частотой, близкой к частоте принимаемого сигнала, что создает помехи другим ПЗВ.

Приемники прямого преобразования значительно сложнее приемников прямого усиления вследствие применения специальных цепей стабилизации частоты и фазы вспомогательного синхронного гетеродина.

На рис. 2.1 приведены структурные схемы приемников прямого усиления, получившие наибольшее распространение в радиолюбительской практике.

За входным контуром Z1 следует двухкаскадный (A1, A2) широкополосный (апериодический) УРЧ (рис. 2.1, *а*), обеспечивающий чувствительность ПЗВ, достаточную для приема местных и мощных радиостанций. Детекторный каскад (U1) выполнен на германиевом диоде и кроме выполнения основной функции — детектирования сигналов с амплитудной модуляцией (АМ) — служит источником напряжения для автоматического регулирования усиления УРЧ в целях предотвращения перегрузки при приеме местных мощных радиостанций. Кроме автоматического регулирования усиления (АРУ) в приемнике применен ручной регулятор громкости, за которым следуют УЗЧ (AA1) и громкоговоритель (BA). Схема пригодна для реализации малогабаритного ПЗВ переносного или карманного типа.

На рис. 2.1, *б* приведена структурная схема приемника прямого усиления с применением в

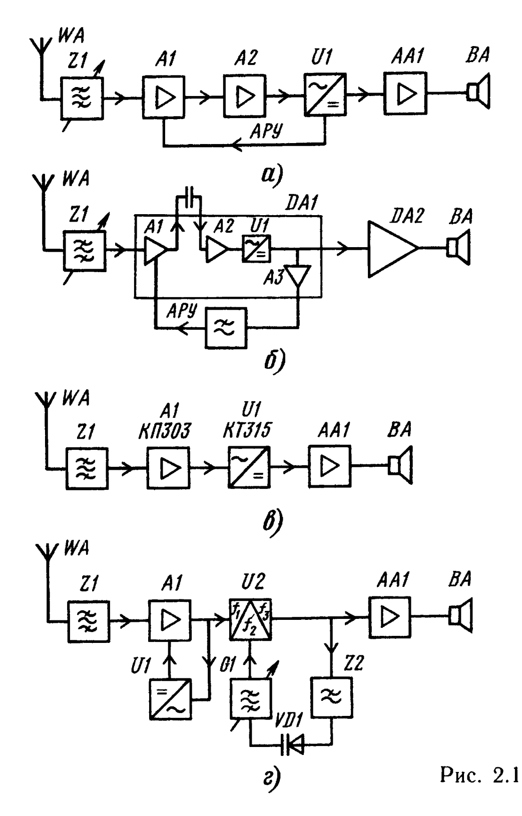


Рис. 2.1

качестве УРЧ, детектора и усилителя АРУ микросхемы К237ХА2 (DA1), а в качестве УЗЧ микросхемы К174УН4 (DA2).

В качестве УРЧ можно применять полевые транзисторы, обладающие высоким входным сопротивлением, что позволяет повысить селективность и чувствительность приемника. Структурная схема такого приемника приведена на рис. 2.1, *в*. Входной контур в этом случае не имеет катушки связи с УРЧ, а подключается к его входу полностью, что упрощает изготовление контурных катушек и их коммутацию при наличии нескольких поддиапазонов.

На рис. 2.1, *г* приведена структурная схема приемника прямого преобразования, позволяющая реализовать ПЗВ в диапазоне УКВ при частотной модуляции сигнала. За УРЧ, охваченным АРУ с выпрямителем U1, следует синхронный фазовый детектор (СФД) U2 с синхронным гетеродином G1, охваченным цепью автоматической подстройки частоты и фазы через пропорционально-интегрирующий ФНЧ с выхода СФД на вход реактивного элемента VD1, изменяющего частоту в контуре синхронного гетеродина. Сигнал звуковой частоты с выхода СФД через регулятор громкости подводится к УЗЧ AA1.

Существенное улучшение основных характеристик ПЗВ, повышение их стабильности при воздействии различных дестабилизирующих факторов и во времени достигается при построении ПЗВ по супергетеродинной схеме. В супергетеродинном приемнике принимаемый сигнал преобразуется в сигнал промежуточной частоты (ПЧ), на которой осуществляется основное усиление сигнала и подавление помех от посторонних радиостанций, а также других помех приему, частоты которых близки к частоте принимаемого сигнала. Фильтр ПЧ в ПЗВ, выполненном по супергетеродинной схеме, настроен на фиксированную частоту и поэтому может быть выполнен в виде как многоконтурного фильтра, так и монолитного пьезоэлектрического или электромеханического фильтра с высокой селективностью. Это приводит к повышению селективности приемника по соседнему каналу приема. Чувствительность и селективность супергетеродинных приемников мало зависят от частоты настройки, поскольку они сосредоточены в УПЧ. При этом расширяется область применения приемников до диапазона УКВ и выше и появляется возможность получить запас усиления, позволяющий ввести эффективную АРУ, делающую почти неизменным уровень сигнала на выходе при существенной разнице входных сигналов от различных принимаемых радиостанций.

Для преобразования принимаемого сигнала в сигнал ПЧ в супергетеродинном приемнике имеется преобразователь частоты, состоящий из смесителя частот и гетеродина. Частота гетеродина $f_г$ должна отличаться от частоты принимаемого сигнала f_c точно на $f_{пч}$ во всем диапазоне принимаемых частот. Получение $f_{пч}$ возможно при двух значениях частоты гетеродина $f_г > f_c$ и $f_г < f_c$. Так как настройка входного контура и контура гетеродина в современном приемнике должна быть сопряжена и осуществляться одним органом настройки, а коэффициент перекрытия по частоте в контуре гетеродина в случае $f_г > f_c$ меньше, то следует выбирать частоту гетеродина выше частоты настройки входного контура. Промежуточная частота может быть выбрана ниже наименьшей частоты принимаемого сигнала $f_{пч} < f_{c\,min}$ или выше максимальной частоты принимаемого сигнала $f_{пч} > f_{c\,max}$. Большинство ПЗВ диапазонов ДВ, СВ и КВ выполняется с УПЧ, настроенным на частоту 465 кГц, лежащую в промежутке между диапазонами ДВ и СВ. Супергетеродинные приемники, в которых $f_{пч} > f_{c\,max}$, называются инфрадинными и обладают некоторыми особенностями, определяющими их преимущественное применение в профессиональных и полупрофессиональных приемниках (например, для спортивной связи на КВ).

Особенностью супергетеродинных приемников является наличие побочных каналов приема на $f_{пч}$, на зеркальной частоте $f_з$, на комбинационных частотах $f_к$ (каналы приема на гармониках гетеродина, ПЧ, принимаемого сигнала и др.). Возникновение побочных каналов приема заложено в самом принципе преобразования частоты и поясняется примером на рис. 2.2, где $f_c = 200$ кГц и приняты кроме уже известных обозначения $f_{п1}$, $f_{п2}$, $f_{п3}$ — частоты помех. Чувствительность по побочным каналам в значительной степени зависит от свойств преобразователя частоты, напряжений сигнала и гетеродина, формы колебаний гетеродина, распределения усиления и селективности по тракту ра-

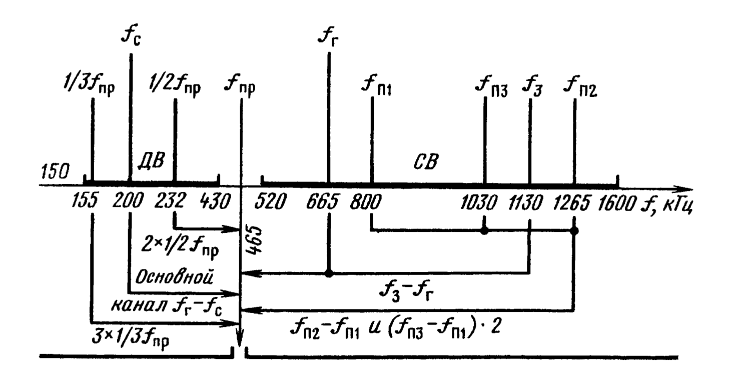


Рис. 2.2

диочастоты, т е в конечном счете от выбора структурной схемы ПЗВ и принципиальных схем ее узлов.

Перестраиваемый фильтр или селективный УРЧ на входе супергетеродинного приемника играют роль предварительного селектора сигнала (преселектора), ослабляющего чувствительность по побочным каналам приема С повышением частоты принимаемых сигналов при реально достижимой добротности контуров расширяется полоса пропускания преселектора и ухудшается его селективность. Поэтому для получения необходимой селективности в приемниках высокого качества иногда приходится иметь два-три перестраиваемых контура, что существенно усложняет их конструкцию. В этих случаях более целесообразно применять двойное преобразование частоты.

При двойном преобразовании первую ПЧ выбирают достаточно высокой, чтобы при простом (одноконтурном) преселекторе получить значительное ослабление первого зеркального канала (по ГОСТу $f_{пч1}=1{,}84$ МГц).

В диапазоне УКВ, где применяется широкополосная ЧМ и полоса пропускания УПЧ должна быть достаточно широкой ($\geqslant 150$ кГц), а соседние каналы расположены далеко друг от друга, можно повысить селективность и при однократном преобразовании за счет повышения ПЧ до 10,7 МГц.

Если стабильность настройки на радиостанцию приемника прямого усиления определяется стабильностью параметров примененных в нем фильтров (перестраиваемых контуров), то стабильность настройки супергетеродинного приемника, кроме стабильности настройки фильтров ПЧ, зависит от стабильности частоты гетеродина. Абсолютная нестабильность частоты гетеродина растет с ростом частоты и в диапазонах КВ и УКВ без принятия специальных мер может оказаться значительной с точки зрения обеспечения стабильности настройки на радиостанции. Поэтому применяют различные меры повышения стабильности частоты гетеродина: повышают стабильность элементов, входящих в колебательный контур гетеродина, применяют их параметрическую температурную компенсацию, стабилизируют напряжение питания, используют автоматическую подстройку частоты (АПЧ) и диапазонно-кварцевую стабилизацию частоты гетеродина. При диапазонно-кварцевой стабилизации частоты гетеродин вместе с устройствами его стабилизации опорным кварцевым генератором и цепями формирования колебания с требуемыми частотами образуют синтезатор частот.

Синтезаторы частот позволяют осуществлять фиксированную настройку на частоту радиостанции независимо от наличия ее сигналов в любом радиовещательном диапазоне. Совместно с электронной настройкой контуров применение синтезаторов позволяет упростить управление приемниками и обеспечить гарантированную настройку на частоту желаемой радиостанции.

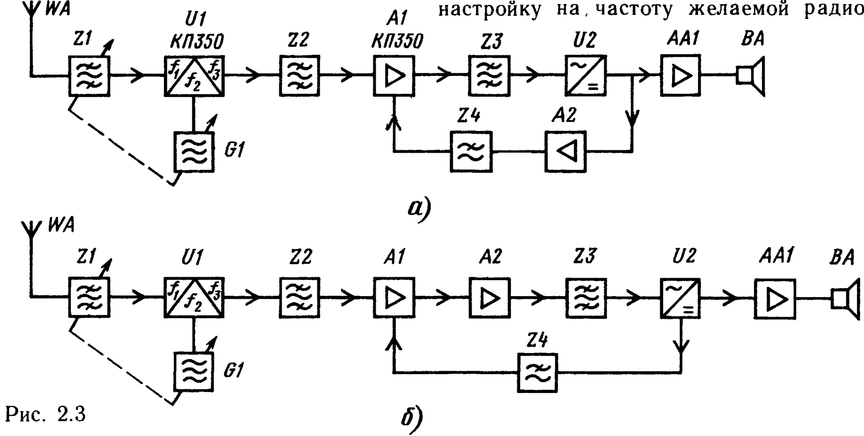


Рис. 2.3

Для удобства эксплуатации, повышения потребительских характеристик ПЗВ в них применяют индикаторы настройки (ИН), индикаторы уровня сигнала, фиксированную (ФН) и автоматическую (АН) настройки на радиостанции и другие вспомогательные устройства.

На рис. 2.3, *а* изображена структурная схема супергетеродинного приемника. Такой приемник содержит одноконтурный преселектор Z1, рассчитанный для работы в диапазонах ДВ, СВ и КВ (часто выполненный с магнитной антенной); преобразователь частоты U1 (обычно с совмещенным гетеродином, на двухзатворном полевом транзисторе); один каскад УПЧ (также на двухзатворном полевом транзисторе); детектор U2; УЗЧ и характерный для транзисторных приемников усилитель постоянного тока (УПТ) A_2 в цепи АРУ.

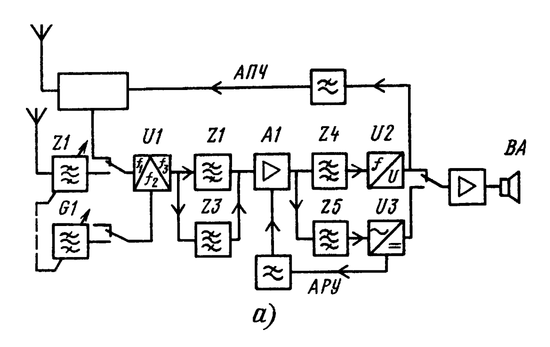
На рис. 2.3, *б* представлена несколько иная структурная схема приемника, характерная для применения аналоговых микросхем средней степени интеграции. Приемник по такой схеме может быть выполнен как на микросхеме, так и на биполярных транзисторах. По такой структурной схеме изготавливаются многие радиолюбительские и промышленные ПЗВ. Приемник содержит преселектор, преобразователь частоты, два каскада УПЧ, детектор и УЗЧ. В приемниках с диапазоном КВ обычно имеется стабилизатор питания гетеродина.

При наличии диапазона УКВ в ПЗВ по структурной схеме на рис. 2.4, *а* применяются совмещенные каскады УПЧ для АМ и ЧМ сигналов. Для экономии транзисторов и благодаря существенному различию в значениях ПЧ (0,465 и 10,7 МГц) ФПЧ этих частот включают последовательно в качестве нагрузок транзисторов УПЧ и смесительного каскада для частот АМ сигналов, который в диапазоне УКВ используется как дополнительный УПЧ. При переключении на диапазон УКВ в приемнике по такой структурной схеме включается блок УКВ (обычно содержащий УРЧ и преобразователь частоты) и переключается вход УЗЧ с выхода детектора АМ сигналов U3 на выход детектора ЧМ сигналов U2. Напряжение постоянного тока с выхода детектора ЧМ сигналов, пропорциональное расстройке приемника относительно радиостанции, используется для АПЧ.

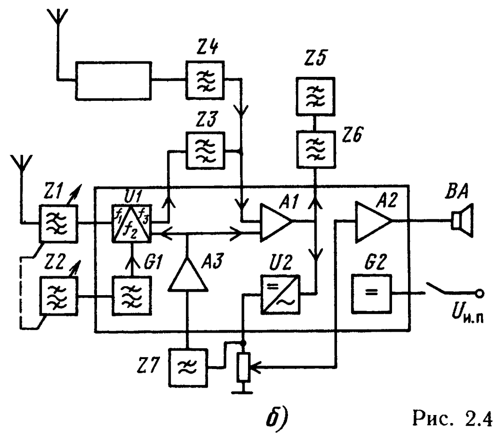
На рис. 2.4, *б* приведена структурная схема ПЗВ, характерная для применения с микросхемами большой степени интеграции (К174ХА10). В таком ПЗВ, кроме блока УКВ, все каскады приемника АМ/ЧМ сигналов, включая УЗЧ, выполнены на одной микросхеме, которая содержит в своем составе двойной балансный смеситель и гетеродин для преобразования АМ сигналов в ПЧ, апериодический пятикаскадный УПЧ АМ/ЧМ сигналов, комбинированный детектор АМ/ЧМ сигналов, предварительный и оконечный УЗЧ, цепи стабилизации напряжения, АРУ и АПЧ. Для обеспечения селективности в ПЗВ по этой структурной схеме целесообразно применять пьезокерамические ФПЧ на 0,465 и 10,7 МГц. Характеристики, реализуемые при применении микросхемы К174ХА10, особенно в режиме приема АМ сигналов, относительно невысоки (не лучше третьей группы сложности) из-за значительного уровня шумов. Однако ПЗВ по этой структурной схеме прост в реализации.

В крупных городах наличие большого числа программ телевидения и звукового вещания в диапазоне УКВ, а также помех от телевизоров, электроприборов, промышленности и транспорта требует улучшения реальной селективности и расширения динамического диапазона сигналов, обрабатываемых радиотрактом ПЗВ без искажений. Это обстоятельство приводит к существенному усложнению ПЗВ и тюнеров, применяемых в высококачественных радиокомплексах. Учитывая возрастающее с повышением требований к характеристикам трактов АМ и ЧМ сигналов различие в выполнении трактов радиочастоты и относительную простоту и дешевизну активных элементов, входящих в состав УПЧ в ПЗВ, удовлетворяющих группам сложности 0 и 1 (по ГОСТ 5651—82), целесообразно разделять тракты приема АМ и ЧМ сигналов. Далее приводятся структурные схемы для раздельной реализации этих трактов в ПЗВ.

На рис. 2.5 приведена схема стереофонического УКВ приемника ЧМ сигналов. В блок УКВ входят УРЧ и смеситель частот, обычно выполняемые на полевых транзисторах, гетеродин и местная цепь АРУ, предотвращающая перегрузку смесителя при приеме сигналов с большим уровнем. Управление фиксированной или плавной настройкой и цепью АПЧ осуществляет-



а)



б)

Рис. 2.4

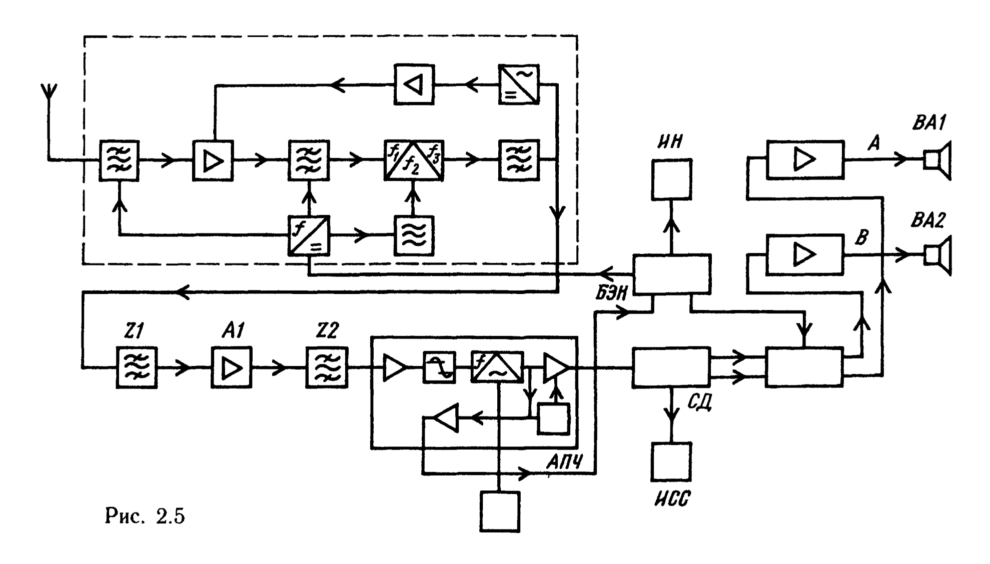


Рис. 2.5

ся блоком электронной настройки (БЭН), содержащим, как правило, кнопочные или сенсорные переключатели, цепь термокомпенсированной стабилизации напряжения, устройство индикации частоты настройки. В качестве элементов настройки в контурах блока УКВ применяются дискретные варикапы или варикапные матрицы, обеспечивающие малую зависимость емкости контура от уровня принимаемых сигналов. В цепи АПЧ применяют индикатор настройки (ИН) на частоту радиостанции.

Тракт УПЧ в современных приемниках, как правило, выполняют на микросхемах, содержащих малошумящий апериодический УПЧ, ограничитель, квадратурный детектор ЧМ сигналов ПЧ, предварительный УЗЧ (например, К174УР3) и, кроме того, цепи бесшумной настройки (БН) на принимаемую станцию и формирования напряжения для индикатора напряженности поля и автоматической подстройки частоты (К174ХА6). Для сохранения высокого отношения сигнал-шум фильтр основной селекции (ФОС) разбит на две части, между которыми включен дополнительный каскад ПЧ на полевом транзисторе, сочетающем высокую линейность ВАХ с малым уровнем собственных шумов. На выходе детектора в таком ПЗВ включены стереодекодер (СД) с индикатором наличия стереосигнала (ИСС) и блок бесшумной настройки (при отсутствии его в микросхеме), отключающий УЗЧ при перестройке с канала на канал или при окончании работы радиостанции. В стереоканалах УЗЧ (УЗЧ-А и УЗЧ-В) применяются электронные регуляторы громкости, которые синхронно управляются одним органом управления, через блок бесшумной настройки или дистанционно через блок автоматики и дистанционного управления (на схеме не указаны). Стереотракт УЗЧ может оканчиваться как встроенными громкоговорителями, если по этой схеме выполнен ПЗВ, так и унифицированными разъемами для подключения к усилительно-коммутационному устройству УКУ, входящему в состав радиокомплекса.

Примерно по такой же структурной схеме строятся и высококачественные приемники сигналов АМ (рис. 2.6). Тракт УРЧ отличается только конструкцией, в частности наличием переключателя диапазонов. Приемник настраивается строенным или счетверенным блоком конденса-

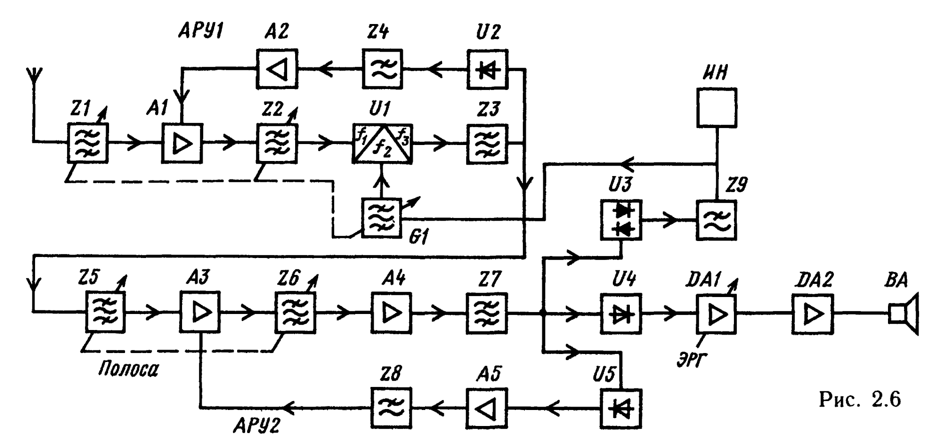


Рис. 2.6

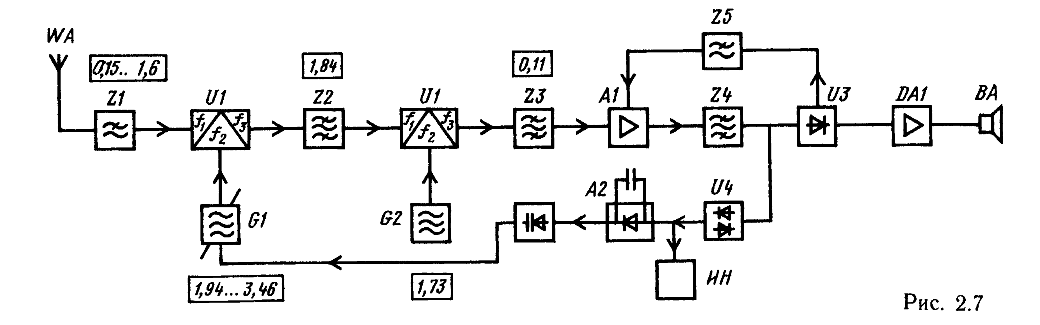


Рис. 2.7

торов переменной емкости (КПЕ) или такой же варикапной матрицей большой емкости. На выходе УПЧ кроме детекторов АМ сигнала и АРУ включен частотный детектор для АПЧ в диапазоне КВ или во всех диапазонах приемника. В цепи АРУ применен дополнительный УПТ. Имеется БН и ИН. Такой радиотракт АМ может быть конструктивно сопряжен с трактом ЧМ.

Сложность такого тракта обработки АМ сигналов и плохая совместимость его с синтезатором частот из-за большого коэффициента перекрытия по частоте в контуре гетеродина и наличия коммутации контурных катушек в преселекторе заставляет конструкторов все чаще прибегать к построению ПЗВ по инфрадинным схемам, в основном свободным от указанных недостатков.

Для пояснения принципа инфрадинного приема на рис. 2.7 представлена структурная схема простого инфрадинного ПЗВ с электронной настройкой. На входе приемника нет перестраиваемого преселектора, он заменен ФНЧ, пропускающим всю полосу принимаемых частот (в данном случае 0,15...1,6 МГц). Промежуточная частота, лежащая выше верхней частоты диапазона (1,84 МГц), и зеркальная полоса частот приема (3,78...5,3 МГц) эффективно подавляются входным ФНЧ. Для облегчения выполнения требований избирательности по соседнему каналу приема применяется двойное преобразование частоты. Первый преобразователь для получения высокой чувствительности и уменьшения перекрестных искажений выполнен на полевом транзисторе Второй преобразователь и тракт УПЧ ничем не отличаются от аналогичных каскадов обычного приемника. Малое перекрытие по частоте в контуре гетеродина (1,94...3,46 МГц) позволяет в качестве органа настройки применить варикап со сравнительно небольшим перекрытием по емкости. Это, в свою очередь, позволяет применить в приемнике цепь автоматической и ручной настройки на радиостанции, которая осуществляется цепью автоматического регулирования. Для точной настройки и удержания радиостанции в УПЧ введен детектор АПЧ и ИН.

Структурная схема современного тракта инфрадинного приемника, обеспечивающего настройку с точностью до 5 кГц вплоть до 30 МГц, приведена на рис 2.8 Характерной особенностью такого приемника является бесконтактное переключение диапазонов Оно осуществляется изменением частоты первого гетеродина через 1 МГц, а настройка в пределах 1 МГц — последующим трактом УПЧ-2 и вторым гетеродином. Для поддержания стабильности частоты первого гетеродина применена диапазонно-кварцевая стабилизация частоты кварцевым опорным генератором G2. Первый гетеродин может быть выполнен в виде синтезатора частот или по принципу компенсации уходов частоты (как в данной структурной схеме).

Цепь компенсации уходов частоты первого гетеродина состоит из опорного генератора, умножителя частоты, смесителя частот и вспо-

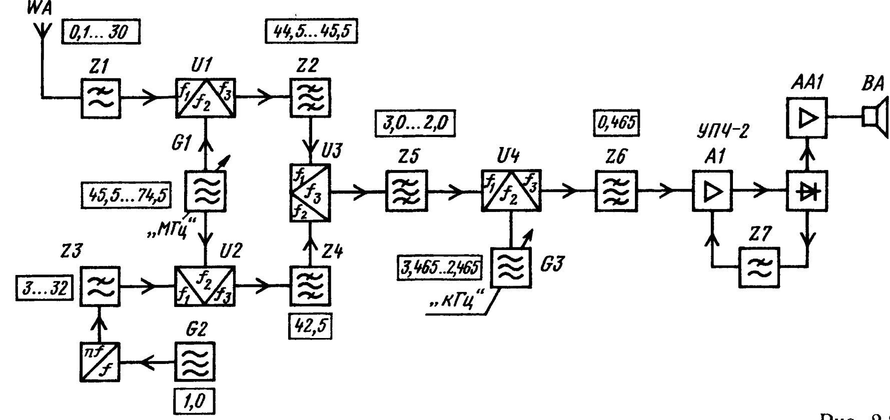


Рис 2.8

могательного тракта УПЧ (U2, Z4), настроенного на ПЧ, которая ниже первой ПЧ приемника (в данном случае на 3 МГц ниже верхней границы первой ПЧ). Погрешность установки частоты первого гетеродина вносит погрешность как в точное значение первой ПЧ приемника, так и во вспомогательную ПЧ цепи компенсации (полоса пропускания тракта вспомогательного УПЧ (ВУПЧ) должна пропускать сигнал с этой погрешностью). Полученные сигналы с двумя ПЧ действуют на смеситель частот и создают точное значение второй ПЧ, так как равные погрешности первой ПЧ и ВУПЧ компенсируются.

Нестабильность частоты второго гетеродина мала, и устройство в целом обеспечивает указанную ранее точность установки частоты. Приемник настраивается грубо через 1 МГц ручкой настройки первого гетеродина и плавно ручкой настройки второго гетеродина и УПЧ-2. Имеется множество модификаций приемников подобного типа, они различаются применением в качестве первого гетеродина синтезатора частот, в котором одновременно получаются напряжения частот для второго и третьего смесителей (со стабильностью опорного генератора); наличием дополнительного гетеродина для приема сигналов радиостанций с однополосной модуляцией; управлением синтезатором частот с помощью микропроцессора; применением кварцевых ФОС, обеспечивающих необходимую селективность по соседнему каналу без двойного преобразования частоты и т. п.

2.2. СХЕМЫ УЗЛОВ ПЗВ ДЛЯ РАЗНЫХ ЧАСТОТНЫХ ДИАПАЗОНОВ

Входные цепи и фильтры

Входные цепи приемников предназначены для передачи сигнала из антенны на вход УРЧ или преобразователь частоты в супергетеродинном приемнике, для осуществления селективности по соседнему каналу приема в приемниках прямого усиления и по побочным каналам приема в супергетеродинных и инфрадинных ПЗВ.

Входная цепь на диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ, как правило, состоит из одного резонансного контура (реже двух), настраиваемого на частоту сигнала, и элементов связи внешней антенны с этим контуром. Значение и способ связи входного контура с антенной определяются заданными требованиями чувствительности приемника и селективности входной цепи. Для получения максимальной чувствительности связь с антенной должна обеспечивать наибольший коэффициент передачи напряжения сигнала ко входу первого каскада приемника. В тех случаях, когда определяющую роль играет селективность входной цепи, связь с антенной выбирают из условий получения заданной селективности, мирясь с уменьшением чувствительности приемника

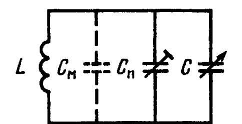


Рис. 2.9

В инфрадинных приемниках в качестве входной цепи используют ФНЧ с полосой пропускания от нижних частот до верхней частоты принимаемого диапазона. В приемниках с ограниченным диапазоном принимаемых частот, например в диапазоне УКВ, применяют широкополосные полосовые фильтры, не перестраиваемые в пределах данного диапазона, согласованные с антенной и входным сопротивлением каскада УРЧ.

Контур входной цепи в заданном диапазоне частот $f_{min}...f_{max}$ чаще всего перестраивается КПЕ или варикапом (рис. 2.9). Расчет параметров контура проводят в следующем порядке.

1. Определяют коэффициент перекрытия диапазона по частоте

$$K_д = f_{max}/f_{min}.$$

2. Определяют коэффициент перекрытия емкости конденсатора контура

$$K_C = K_д^2 = C_{к\,max}/C_{к\,min}.$$

3. Грубо, с запасом по K_C, выбирают КПЕ и определяют параметр

$$C_{\sim} = C_{кн} - C_н,$$

где $C_{кн}$ и $C_н$ — конечная и начальная емкости конденсатора.

4. Определяют приблизительную начальную емкость контура

$$C'_{к\,min} = C_м + C_н + C_п + C_C,$$

где $C_м$ — емкость монтажа, включая межвитковую емкость контурной катушки и емкость переключателя диапазонов; $C_п$ — средняя емкость подстроечного конденсатора; C_C — емкость конденсатора связи с антенной.

Если $C'_{к\,min} < C_{к\,min} = C_{\sim}/(K_C - 1)$, то КПЕ выбран правильно и определяется индуктивность контурной катушки

$$L_к = 25\,300/f_{min}^2(C_{\sim} + C_{к\,min}),$$

где $L_к$, мкГн; $C_{\sim}$ и $C_{к\,min}$, пФ; f_{min}, МГц.

Если же $C'_{к\,min} > C_{к\,min}$, то следует применить КПЕ с большим значением $C_{\sim}$.

5. Резонансную характеристику контура определяют по графику на рис. 2.10 (для одиночного контура — кривая 1), или рис. 1.10 или по формулам

$$d = \sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_{рез}} Q_э\right)^2},$$

для малых расстроек и

$$d = 2\Delta f Q_э / f_{рез}$$

для больших расстроек, где Δf — расстройка относительно резонансной частоты; $f_{рез}$ — резонансная частота контура; d — ослабление при расстройке на Δf по отношению к напряжению

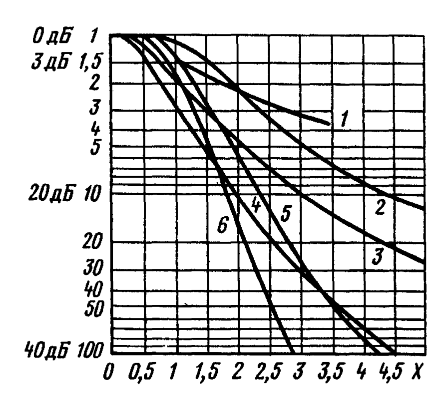


Рис. 2.10

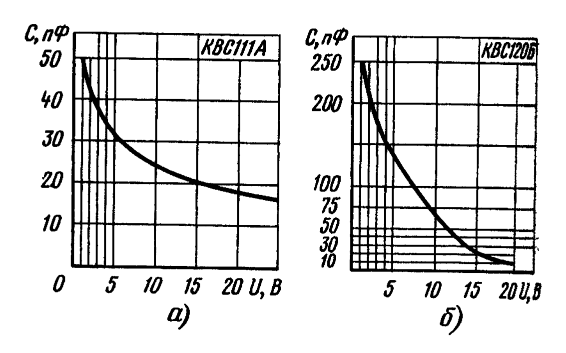


Рис. 2.11

на контуре при $f_{рез}$; $Q_э$ — эффективная добротность контура, зависящая от потерь, виосимых в него антенной и активными элементами, связанными с контуром (транзисторы, микросхемы).

Обобщенные графики, приведенные на рис. 2.10, пригодны также для расчета селективности двухконтурного УРЧ — кривая 3; для трех одноконтурных каскадов УРЧ (УПЧ) — кривая 4; для двухконтурного ПФ с критической связью между контурами — кривая 2; для двух двухконтурных ПФ с отношением связи между ними к критической связи $K/K_{кр} = 0{,}9$ — кривая 5; для таких же трех двухконтурных — кривая 6. При пользовании графиками следует учитывать, что обобщенная расстройка $x = (f/f_{рез} - f_{рез}/f)Q_э$, а необходимая для получения выбранной селективности добротность нагруженного контура

$$Q_э = \sqrt{(2^{1/n} - 1)}\ \frac{f_{рез}}{П_{общ}},$$

где n — число контуров; $П_{общ}$ — общая полоса пропускания для n контуров по уровню 0,7 (3 дБ); $f_{рез}$ — частота настройки контуров.

6. Сопротивление контура при резонансе определяется как

$$R_{oe} = Q\rho = Q_э \sqrt{\frac{L_к}{C_к}} = \frac{Q_э}{2\pi f C_к} = 2\pi f L_к Q_э$$

(см. гл. 1).

При перестройке контура варикапом параметры контура рассчитывают в следующем порядке.

1. Определяют коэффициенты перекрытия диапазона по частоте и перекрытия конденсатора по емкости

$$K_C = K_д^2 = C_{в\ кн}/C_{в\ н},$$

где $C_{в\ н}$ — начальная емкость варикапа; $C_{в\ кн}$ — конечная емкость варикапа.

2. Определяют по техническим условиям на применяемый тип варикапа минимальное напряжение настройки $U_{н\ min}$.

3. По ВФХ варикапа для напряжения $U_{н\ min}$ определяют конечную емкость варикапа $C_{в\ кн}$.

4. Принимая емкость монтажа и переключателя диапазонов для ПЗВ на биполярных транзисторах и микросхемах на их основе равной $C_м \approx 10$ пФ и для ПЗВ на полевых транзисторах $C_м \approx 15$ пФ, определяют необходимую начальную емкость варикапа

$$C_{в\ н} = [C_{в\ к\ н} - C_м(K_C - 1)]/K_C. \qquad (2.1)$$

5. По ВФХ варикапа для найденной начальной емкости определяют необходимое максимальное напряжение настройки $U_{н\ max}$.

Для ориентировочного представления о емкостях наиболее распространенных варикапных матриц на рис. 2.11, *а* и *б* приводятся их ВФХ.

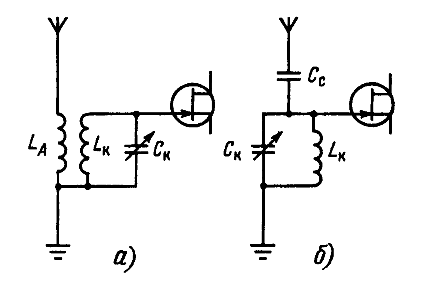
При расчете характеристик селективности контура, перестраиваемого варикапом, следует принимать во внимание не только добротность контурной катушки Q_L, но и добротность варикапа $Q_в$, которая обычно составляет 100... 150 для частот диапазонов ДВ, СВ, КВ и 50... 100 для диапазона УКВ. Эффективная добротность контура вычисляется из выражения (см. гл. 1)

$$1/Q_э = 1/Q_L + 1/Q_в.$$

Для сопряжения настроек нескольких контуров, перестраиваемых не одной варикапной матрицей, а отдельными варикапами, необходимо подобрать их по начальной и конечной емкостям при одном и том же напряжении настройки. Учитывая сравнительно малый диапазон изменения емкости варикапов, необходимо стремиться к получению минимальной начальной емкости в контуре. Это достигается рациональным монтажом и применением электронной подстройки конечной емкости варикапов, отказом от применения подстроечных конденсаторов и переключателя диапазонов во входных контурах.

Связь входного контура с антенной осуществляется с помощью катушки или конденсатора. В первом случае связь называется трансформаторной или индуктивной, во втором — емкостной.

Индуктивная связь (рис. 2.12, *а*) при частоте настройки антенной цепи f_A ниже нижней частоты диапазона f_{min} обеспечивает относительное постоянство коэффициента передачи напряжения $K_{вх}$ входного контура $L_кC_к$. Приближенный расчет L_A и $K_{вх}$ можно провести с помощью



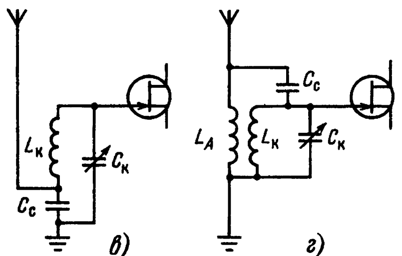


Рис. 2.12

номограммы на рис. 2.13 (M — взаимоиндуктивность между катушками L_A и $L_к$).

Емкостная связь отличается большей неравномерностью коэффициента передачи (при применяемой обычно настройке контура КПЕ), чем индуктивная, но из-за простоты находит широкое применение, особенно в приемниках со встроенными антеннами, где внешняя антенна играет роль вспомогательной. Емкостная связь подразделяется на внешнеемкостную (рис. 2.12, *б*) и внутриемкостную (рис. 2.12, *в*). Расчет элемента внешнеемкостной связи C_c проводится по номограмме на рис. 2.14. При внутриемкостной связи полученное по номограмме значение C_c необходимо увеличить в $Q_э^2$ раз.

Комбинированная связь (рис. 2.12, *г*) позволяет получить наибольшую равномерность коэффициента передачи напряжения антенной цепи в пределах каждого из диапазонов приемника.

Связь входного контура с УРЧ может осуществляться так же, как связь с антенной: она может быть индуктивной или емкостной. В при-

Рис. 2.13

Рис. 2.14

емниках с биполярными транзисторами, у которых входное сопротивление (1...3 кОм) существенно меньше резонансного сопротивления контура, цепь базы всегда подключается к контуру не полностью. Величина связи транзистора первого каскада с контуром зависит от коэффициента включения цепи базы $p_{вх}$, который приблизительно равен отношению числа витков катушки связи w_c к числу витков всей контурной катушки w_L при индуктивной связи или отношению емкости контура к емкости конденсатора связи при внутриемкостной связи (см. гл. 1). Для максимальной передачи энергии из контура в цепь базы транзистора входного каскада (УРЧ или преобразователя частоты) необходимо согласование входного сопротивления этого каскада с сопротивлением контура при резонансе, которое получается при условии

$$p_{вх} = \frac{w_c}{w_L} = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{oe}}},$$

где R_{oe} — эквивалентное сопротивление контура с учетом влияния антенны.

При таком согласовании добротность контура и, следовательно, его селективность ухудшаются в 2 раза.

Так как согласование возможно только на одной частоте поддиапазона, то его следует проводить на средней частоте либо на одной из крайних частот. При согласовании на частоте f_{max} селективность будет возрастать при понижении частоты настройки контура, а при согласовании на f_{min} селективность с ростом частоты будет уменьшаться по сравнению с частотой согласования. Это справедливо для индуктивной и внешнеемкостной связи, при внутриемкостной связи влияние рассогласования противоположно указанному.

При согласовании коэффициент передачи напряжения антенной цепи на вход первого каскада приемника с УРЧ на биполярных транзисторах будет равен $K'_{вх}=0{,}5\, p_{вх}K_{вх}$, где $K_{вх}$ — коэффициент передачи напряжения к контуру, рассчитанный по номограмме (рис. 2.13).

Кроме внешних антенн в современных приемниках звукового вещания широко применяются встроенные электрические, как правило штыревые телескопические, антенны и магнитные — рамочные и ферритовые антенны. Значение ЭДС, наводимой в антенне, связано с напряженностью электромагнитного поля через действующую высоту антенны $h_д$. Для штыревых антенн, используемых в диапазоне КВ, действующая высота ориентировочно равна половине их геометрической высоты (0,4...0,6 м). Для несимметричного вибратора диапазона УКВ, образованного горизонтально ориентированной штыревой антенной и корпусом приемника, действующая высота примерно равна $0{,}6\, l_A$, т. е. 0,5...0,7 м, при входном сопротивлении потерь около 10 Ом и емкостном — 240 Ом.

Действующая высота магнитных антенн принимает значения от 0,02 (для диапазона ДВ) до 0,5...0,7 м (для диапазона КВ) в зависимости от ее исполнения. Для получения достаточной чувствительности по полю в приемнике с магнитной антенной усиление радиотракта должно быть существенно выше, чем в радиотракте ПЗВ с внешней или штыревой электрической антенной. Этот недостаток магнитных антенн окупается их малыми размерами, более высокой помехозащищенностью по отношению к индустриальным помехам и возможностью применения пространственной селективности

Схема ферритовой или рамочной антенны не отличается от схемы обычного колебательного контура. Различие проявляется лишь в конструктивном выполнении катушки контура, которая размещается на относительно длинном стержне из феррита с большой магнитной проницаемостью или состоит из одного-нескольких витков, размещенных по периметру корпуса приемника (для рамочной антенны).

Действующая высота ферритовой антенны

$$h_д = 1{,}67\, d_c^2 f_{рез} \mu_{ср} w\, 10^{-6}$$

а рамочной

$$h_д = 2 S_p f_{рез} w\, 10^{-6},$$

где d_c — диаметр ферритового стержня, см; $f_{рез}$ — резонансная частота, МГц; w — число витков катушки антенны (рамки); S_p — площадь рамки, см^2; $\mu_{ср}$ — среднее значение магнитной проницаемости ферритового сердечника.

Для сердечников из феррита марок 400НН и 700НН при указанном размещении катушек (рис. 2.15) можно принять $\mu_{ср} \approx 100$, а для сердечников из феррита марок 150ВЧ и 100ВЧ $\mu_{ср} \approx 50$.

Коэффициент передачи напряжения $K_{вх}$ магнитных антенн равен их добротности Q для приемников с полевым транзистором на входе, а для приемников с биполярным входным транзистором

$$K_{вх} = p_{вх} Q_э,$$

что позволяет рассчитать напряжение на входе первого транзистора ПЗВ:

$$U_{вх} = E h_д K_{вх},$$

где E — напряженность электромагнитного поля сигнала, мкВ/м.

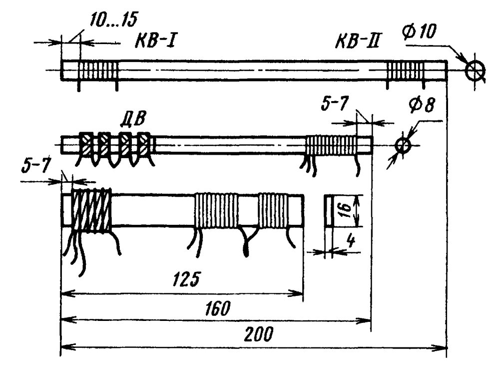


Рис. 2.15

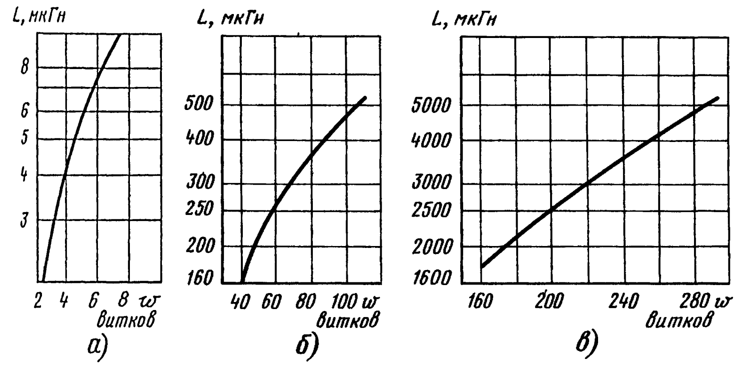


Рис. 2.16

Рис. 2.18

Добротность ферритовых антенн при соответствующем выборе материала сердечника обычно составляет 100...150, рамочных — 150.. 250.

Зависимость между индуктивностью и числом витков катушки антенны, выполненной на сердечнике прямоугольного сечения 4×16×125 мм из феррита марки 400НН, показана на рис. 2.16. График на рис. 2.16, *а* соответствует намотке катушки проводом 0,4...0,6 мм с шагом 1 мм, график на рис. 2.16, *б* — намотке многожильным проводом 10×0,07, а график на рис. 2.16, *в* — секционной намотке проводом ПЭШО 0,1 (рис. 2.15).

На рис. 2.17, *а, б* показана зависимость между индуктивностью и числом витков катушек для антенны, выполненной на цилиндрическом сердечнике из феррита марки 700НМ ⌀ 8 и длиной 160 мм (намотка проводом 10×0,07), а на рис. 2.18 — для антенны диапазона КВ, выполненной на сердечнике из феррита марки 150НН1 ⌀ 10 и длиной 200 мм (намотка проводом 0,6...0,8 мм с шагом 2 мм). Зависимость между площадью S и индуктивностью рамочной антенны, состоящей из одного-двух витков (для приема в диапазоне КВ), показана на рис. 2.19. Эффективность встроенной рамочной антенны при длине корпуса приемника 150..200 мм сравнима с эффективностью ферритовой антенны.

Связь контура ферритовой антенны с первым транзистором УРЧ или преобразователя частоты ПЗВ чаще всего трансформаторная или автотрансформаторная (рис. 2.20, *а*). Катушка связи $L_с$ должна быть намотана поверх контурной катушки $L_к$ или располагаться к ней вплотную во избежание ложных резонансов в диапазоне рабочих частот ферритовой антенны. Из этих же соображений часто применяют кон-

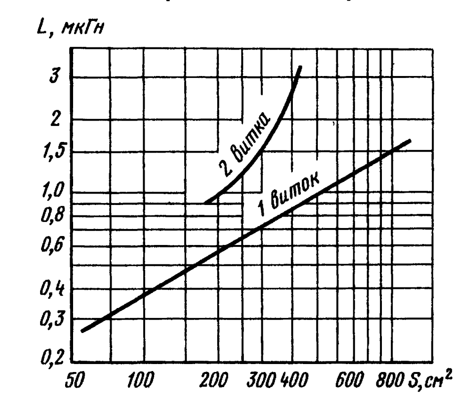


Рис. 2.19

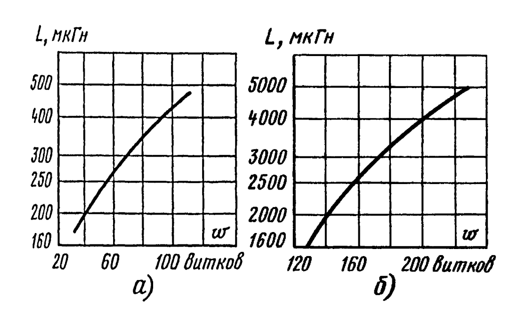


Рис. 2.17

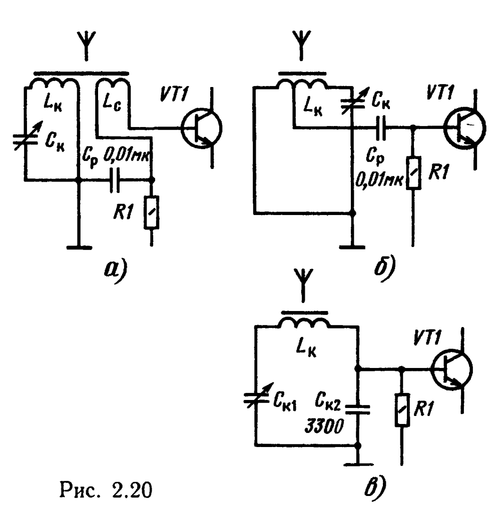


Рис. 2.20

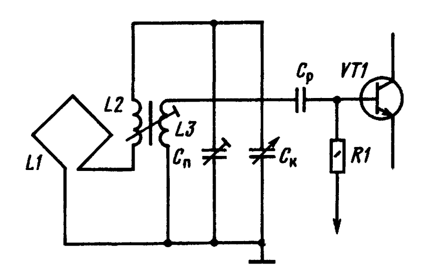


Рис. 2.21

дуктивную (автотрансформаторную, рис. 2.20, *б*) или внутриемкостную связь (рис. 2.20, *в*).

Связь рамочной антенны с первым каскадом на полевом транзисторе осуществляется подключением цепи затвор-исток ко всему контуру. В ПЗВ на биполярных транзисторах можно осуществить связь цепи база-эмиттер транзистора первого каскада с контуром рамочной антенны по схеме на рис. 2.21. Часть индуктивности контура представлена катушкой L2, намотанной на каркасе с подстроечным сердечником. На этом же каркасе наматывают катушку связи L3.

Во избежание ложных резонансов, снижения чувствительности на отдельных участках диапазонов и снижения селективности по побочным каналам приема следует применять одну рамочную антенну (или одну катушку на стержне ферритовой антенны) для нескольких диапазонов. На рис. 2.22, *а, б* приведены примеры схем коммутации контуров приемника с двумя и тремя диапазонами. Катушка L1 рамочной или ферритовой антенны является контурной катушкой самого коротковолнового диапазона приемника, а на остальных диапазонах в контур антенны включаются дополнительные катушки, выполненные на отдельных каркасах и расположенные так, чтобы исключить связь между ними.

Однако и в этом случае не исключена емкостная связь между контактами переключателя и подсоединяемыми проводниками. В промышленных ПЗВ для устранения связей между катушками различных диапазонов катушки неработающих диапазонов замыкают дополнительными контактами переключателя (что существенно усложняет переключатель диапазонов). Возможность применения варикапных матриц с числом структур четыре — шесть исключает указанный недостаток и одновременно упрощает коммутацию контуров в ПЗВ, делает ее пригодной для электронной коммутации диапазонов. Схема коммутации контуров, основанная на этом принципе, приведена на рис. 2.23. Контуры диапазонов СВ и ДВ, катушки которых расположены на общем стержне ферритовой антенны, одновременно перестраиваются секциями варикапных матриц VD1.1 и VD1.2. Вторые секции каждой матрицы, идентичные первым, используются для настройки гетеродинных контуров. Коммутация диапазонов СВ и ДВ осуществляется с помощью двух транзисторов, включенных по схеме с ОК для входного сигнала и дифференциально по постоянному току. При подаче напряжения смещения на базу одного из транзисторов другой надежно закрывается и отсоединяет смесительный каскад ПЗВ от антенны соответствующего диапазона. Потребление тока по цепям коммутации не превышает нескольких десятков микроампер.

В некоторых случаях в преселекторах приемников с диапазонами СВ и ДВ целесообразно применять полосовые перестраиваемые фильтры (ППФ), а в диапазоне УКВ — неперестраиваемые. Особенно выгодно использовать ППФ при перестройке контуров варикапами. Однако их применение снижает селективность (из-за меньшей добротности варикапов по сравнению с блоками КПЕ), но при правильном расчете не снижает чувствительности приемников более чем на 15...20 %.

Расчет селективности ПФ удобно проводить по обобщенным графикам (см. рис. 2.10). Критическая связь между контурами в полосовом фильтре соответствует коэффициенту связи $k_{св} = 1/Q_э$, что дает возможность рассчитать элементы связи:

$$C_{св1} = k_{св}\sqrt{C_{э1}C_{э2}}$$

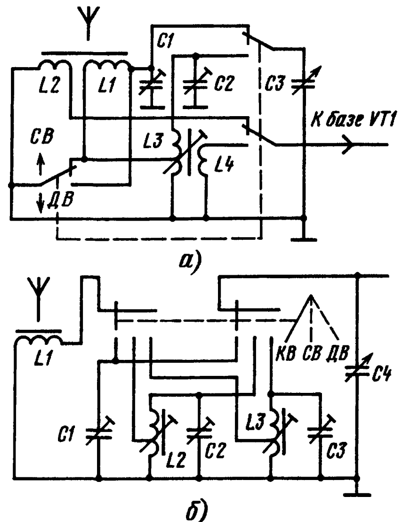


Рис. 2.22

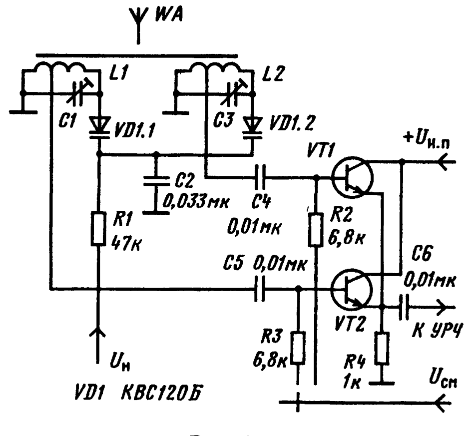


Рис. 2.23

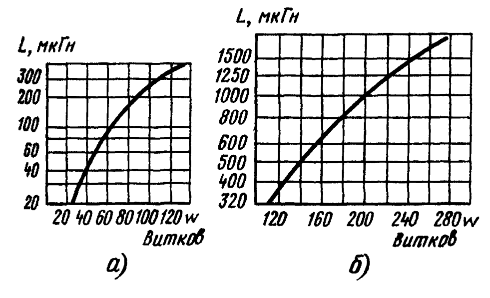


Рис. 2.24

для внешнеемкостной и комбинированной связи;

$$C_{св2}=1/k_{св}\sqrt{C_{э1}C_{э2}}$$

для внутриемкостной связи;

$$C_{св3}=\frac{C_{э\,max}}{k_{св}-C_{св1}/C_{э\,max}}$$

для комбинированной внутри-, внешнеемкостной связи, применяемой для выравнивания связи в диапазоне частот ППФ.

В этих формулах $C_{св1}$ — емкость конденсатора внешнеемкостной связи; $C_{св2}$ — емкость конденсатора внутриемкостной связи; $C_{св3}$ — емкость конденсатора внутриемкостной связи при наличии внешнеемкостной связи через $C_{св1}$; $C_{э1}$ и $C_{э2}$ — полные емкости конденсаторов, входящих в контуры двухконтурного фильтра с учетом емкостей монтажа, катушек и входных (выходных) емкостей активных элементов, подсоединенных к ПФ; $C_{э\,max}$ — максимальная емкость конденсаторов ППФ.

Индуктивность контурных катушек рассчитывается как для одиночного контура (2.1), а число витков катушек — по графикам на рис 2.16—2.19 (для входных контуров) и на рис. 2.24 для контуров УРЧ и УПЧ, выполняемых в броневых ферритовых сердечниках Ø 8,6 мм из феррита марки 600НН с подстроечными стержневыми сердечниками Ø 2,8 и $l=12$ мм 600ННСС.

Таблица 2.1. **Данные контуров ПЧ 465 кГц**

Тип сердечника	Число витков катушки при емкости конденсатора, пФ		
	270	510	1000
Броневой карбонильный СБ-12а	145	110	80
Броневой карбонильный СБ-9а	150	115	82
Броневой ферритовый Ч5	130	99	72
Кольцевой ферритовый М600НН — К7×4×2, зазор 2×0,05 мм	125	89	61

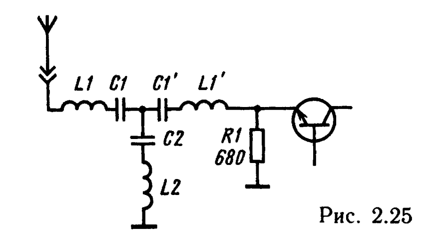


Рис. 2.25

Для контуров фильтров ПЧ в табл. 2.1 приведены намоточные данные для стандартных емкостей контурных конденсаторов.

На входе блоков УКВ иногда применяют сложные ПФ, составленные из четырехэлементных полузвеньев фильтров типа m.

Приведем методику расчета одного из таких фильтров, применяемых в блоках УКВ, и хорошо согласующегося с телескопической антенной и входным сопротивлением транзистора в схеме ОБ (рис. 2.25).

Задавшись исходными данными (рис. 2.26) $x=f/f_0$; $x_\infty=f_\infty/f_0$; $x_1=f_1/f_0$; $x_2=f_2/f_0$ при $f_0=\sqrt{f_1f_2}$, определим параметры

$$m=\frac{x_2^2-x_\infty^2}{x_1^2-x_\infty^2};$$

$$n=f_0/(f_2-f_1)$$

и значения

$$L=R/(2\pi f_0);$$

$$C=\frac{1}{2\pi f_0R},$$

где

$$R=\frac{R_н\sqrt{4(1-x_\infty^2)}}{x_\infty};$$

$R_н$ — заданное сопротивление нагрузки.

Далее определяют коэффициенты

$$\alpha 1=n/m;$$

$$\alpha 2=\frac{n}{2}\frac{m^2-1}{m};$$

$$\beta 1=m/(m^2x2^2);$$

$$\beta 2=\frac{2}{n}\frac{m}{m^2x1^2-x2^2},$$

а по ним и параметры элементов фильтра. Для фильтра частот 65...75 МГц, $f_\infty=55$ МГц и $R_н=10$ Ом, $L1=L'=0{,}152$ мкГн; $L2=0{,}089$ мкГн; $C1=C'1=29{,}5$ пФ и $C2=94{,}2$ пФ.

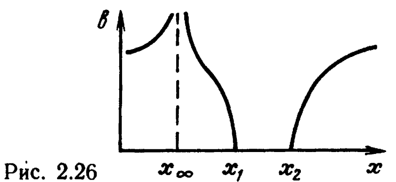


Рис. 2.26

Таблица 2.2. **Основные характеристики пьезокерамических фильтров***)

Параметр	ФП1П-041	ФП1П-043	ФП1П-022	ФП1П-023	ФП1П-024	ФП1П-025
Средняя частота полосы пропускания, кГц	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2	465±2
Полоса пропускания по уровню 6 дБ, кГц	5,8±1,2	5,8±1,2	$12{,}5^{+2}_{-2}$	$9{,}5^{+2}_{-1,5}$	$9{,}5^{+2}_{-1,5}$	$9{,}5^{+2}_{-1,5}$
Селективность при расстройке от средней частоты +9 кГц, дБ, не менее	55	46	26	46	35	30
Вносимое затухание в полосе пропускания, дБ, не более	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5	9,5
Нагрузочное сопротивление, кОм: $R_{вх}$ и $R_{вых}$	2	2	2	2	2	2

*) Габаритные размеры всех фильтров 18,5×16×6 мм
**) Ширина полосы пропускания (в килогерцах) на уровне 26 дБ.

Количество витков катушек L можно определить по графику на рис. 2.27. При изготовлении фильтра следует избегать взаимоиндуктивности между его катушками.

Кроме LC-фильтров в УПЧ транзисторных приемников широкое применение находят многозвенные пьезокерамические фильтры (табл. 2.2). Они обладают малым затуханием в полосе пропускания, их частотные характеристики имеют крутые скаты. Однако затухание этих фильтров за пределами полосы пропускания возрастает немонотонно. Вследствие этого необходимо включать перед фильтром резонансный контур, который одновременно служит трансформатором, согласующим выходное сопротивление преобразователя частоты с входным сопротивлением фильтра. На рис. 2.28 приведена частотная характеристика затухания одного из фильтров ФП1П-023. Для получения равно-

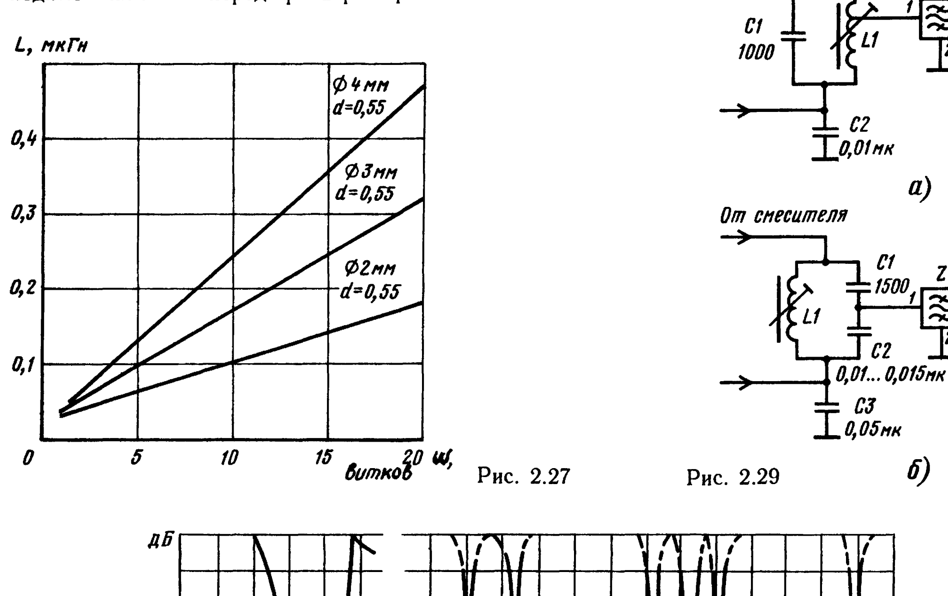


Рис. 2.27

Рис. 2.29

Рис. 2.28

ФП1П-026	ФП1П-027	ФП1П-049а	ФП1П-049б
465±2	465±2	10,7±0,1	10,7±0,1
$8{,}5^{+2}_{-1{,}5}$	$9{,}5^{+2}_{-1{,}5}$	150...200	200...280
26	35	505**)	585**)
9,5	9,5	10	10
2	2	0,33	0,33

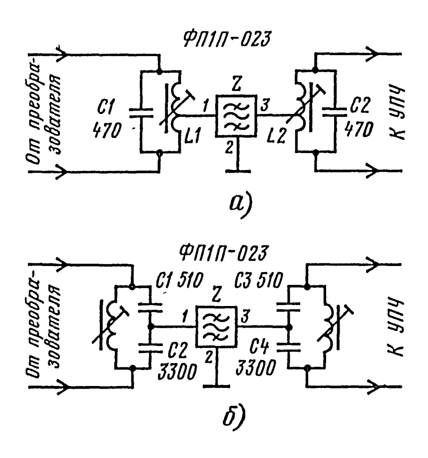


Рис. 2.30

мерной АЧХ в полосе пропускания фильтр следует тщательно согласовывать по входу и выходу.

На рис. 2.29 и 2.30 приведены схемы включения пьезокерамических фильтров, обеспечивающие возможность их согласования

Усилители РЧ и ПЧ

В качестве активных элементов УРЧ и УПЧ наиболее широкое распространение получили транзисторы и микросхемы на их основе. В радиолюбительской практике преимущественное применение находят биполярные транзисторы, обладающие высокими электрическими характеристиками и имеющие более высокую электрическую прочность, чем полевые. Здесь приводятся наиболее необходимые для расчетов основные параметры биполярных и полевых транзисторов, характерные для УРЧ приемников.

Напряжения сигналов в этих усилителях невелики. Колебания тока в рекомендуемом для них режиме по постоянному току не выходят за пределы небольших, практически прямолинейных участков вольт-амперных характеристик (ВАХ), поэтому нелинейные искажения сигналов обычно незначительны. Линейность режима усилительного элемента позволит представлять его при расчете переменных напряжений и токов в усилителе в виде простой линейной электрической цепи — четырехполюсника (см. § 1.1).

При рекомендуемом для каждого усилительного транзистора нормальном режиме питания — режиме по постоянному току — напряжение U_2 и ток I_2 усиливаемого сигнала на выходе усилителя могут быть для данных напряжения U_1 и тока I_1 на входе рассчитаны по общим правилам расчета электрических цепей. Свойства четырехполюсника определяют взаимосвязь четырех величин: U_1, U_2, I_1 и I_2 (рис. 2.31, а), поэтому для расчетов достаточно иметь соответственно четыре эквивалентных усилительных параметра транзистора. Такой подход позволяет обойтись при расчетах без рассмотрения реальных электрических процессов внутри электронного элемента, имеющих очень сложный характер.

Существует несколько вариантов представления электронного прибора эквивалентным четырехполюсником; наибольшее распространение получили два варианта, показанные на рис. 2.31, б и в.

Входная цепь четырехполюсника (рис. 2.31, б) характеризуется проводимостью y_{11} и током обратной связи, пропорциональным выходному напряжению U_2. Этот ток зависит от внутренней структуры электронного прибора и определяется как U_2y_{12}, где y_{12} — проводимость внутренней обратной связи. Выходная цепь электронного прибора имеет проводимость y_{22}, а действие входного сигнала U_1 вызывает в этой цепи пропорциональный ток U_1y_{21}. Параметр y_{21}, имеющий, как и другие три параметра (y_{11}, y_{22} и y_{21}), размерность проводимости, связывает изменение выходного тока с изменением входного напряжения, т. е. характе-

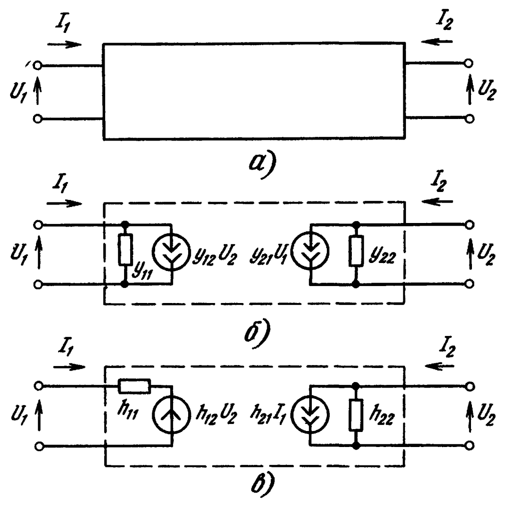


Рис. 2.31

ризует крутизну проходной вольт-амперной характеристики усилительного элемента; его часто (особенно применительно к полевым транзисторам) и называют *крутизной* транзистора по аналогии с соответствующим параметром электронной лампы. Для маломощных транзисторов, если ток в цепи коллектора не превышает 5 мА, $y_{21} \approx 40\ i_к$.

Входная и выходная проводимости y_{11} и y_{22} соответствуют цепям в виде сопротивления (резистивности) и емкости, соединенных параллельно. Проводимость обратной связи y_{12} имеет емкостный характер. Крутизна y_{21} — также параметр комплексный, поскольку переменный ток на выходе транзистора несколько сдвинут по фазе относительно вызвавшего его напряжения входного сигнала. Иначе говоря, все параметры транзистора — величины комплексные: $y = g + jb$. Следует иметь в виду, что современные транзисторы обычно применяются при частотах сигналов значительно ниже тех, при которых сдвиг фазы выходного тока становится значительным. Это позволяет принимать за значение параметра y_{21} его действительную часть.

Если замкнуть накоротко нагрузку электронного прибора, то $U_2 = 0$. При этом ток $y_{12}U_2$ отсутствует и y_{11} можно просто измерить как проводимость между точками приложения напряжения сигнала U_1. В то же время весь переменный ток $y_{21}U_1$ пойдет через провод, замкнувший нагрузку, следовательно, параметр y_{21} можно найти делением этого тока на вызвавшее его напряжение U_1.

Чтобы измерить y_{22}, надо замкнуть накоротко входную цепь и приложить к выходу переменное напряжение U_2 от внешнего источника. При этом $U_1 = 0$ и, следовательно, отсутствует ток $y_{21}U_1$, поэтому y_{22} можно найти делением напряжения U_2 на ток I_2. У большинства транзисторов эта проводимость мала, и ее можно не учитывать.

В эквивалентном четырехполюснике по схеме рис. 2.31, в параметр h_{11} соответствует входному сопротивлению усилительного элемента при $U_2 = 0$, т. е. при короткозамкнутой нагрузке, иначе говоря, это обратная величина проводимости y_{11} ($h_{11} = 1/y_{11}$). Параметр h_{22} — выходная проводимость и может быть найден делением тока I_2 на приложенное напряжение U_2 при $h_{21}I_1 = 0$, т. е. при разомкнутом входе, когда $I_1 = 0$.

Параметр h_{12} — это безразмерный коэффициент, связывающий напряжение между входными электродами с вызвавшим его переменным напряжением U_2, приложенным к выходу, т. е. он, как и y_{12}, отражает внутреннюю обратную связь.

Параметр h_{21} также безразмерный; он связывает выходной ток I_2 с входным током I_1 при равенстве нулю U_2, т. е. при короткозамкнутой нагрузке.

Значения параметров y и h зависят от включения транзисторов в усилителе. В наиболее распространенном случае с общим проводом и экранами («землей») приемника соединяется по переменному току эмиттер транзистора (схема с общим эмиттером) и для этого случая при необходимости параметры отмечаются индексом «э»: $y_{11э}$, $y_{21э}$, $h_{11э}$, $h_{21э}$. Именно они чаще всего и указываются в справочной литературе.

В случае включения транзистора с общей базой параметры соответственно отмечаются индексом «б», а с общим коллектором — индексом «к». Аналогичные параметры используются и для усилительных элементов в виде соединенных друг с другом транзисторов — составных транзисторов.

Наиболее удобны для расчетов усилителей и чаще всего используются для этой цели y-параметры, но составители справочников по электронным приборам предпочитают указывать h-параметры, которые легче измерять и контролировать при производстве транзисторов.

Если известны полностью или частично h-параметры, то через них можно выразить y-параметры, воспользовавшись формулами $y_{11} = 1/h_{11}$, или иначе $y_{11} = y_{21}/h_{21}$; $y_{12} = -h_{12}/h_{11}$; $y_{21} = h_{21}/h_{11}$; $y_{22} = h_{22} + y_{12}h_{21}$.

С повышением напряжения сигнала на входе усилителя начинает проявляться нелинейность ВАХ транзистора.

Степень искажений может быть оценена коэффициентом гармоник

$$K_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \ldots + \gamma_n^2}}{\gamma_1},$$

где $U_1 \ldots U_n$ — напряжения соответствующих номеров гармонических составляющих тока коллектора сигнала; $\gamma_1 \ldots \gamma_n$ — коэффициенты относительных гармонических составляющих тока коллектора транзистора.

Коэффициент нелинейных искажений приблизительно пропорционален амплитуде входного сигнала.

Коэффициенты относительных гармонических составляющих тока коллектора для биполярно-

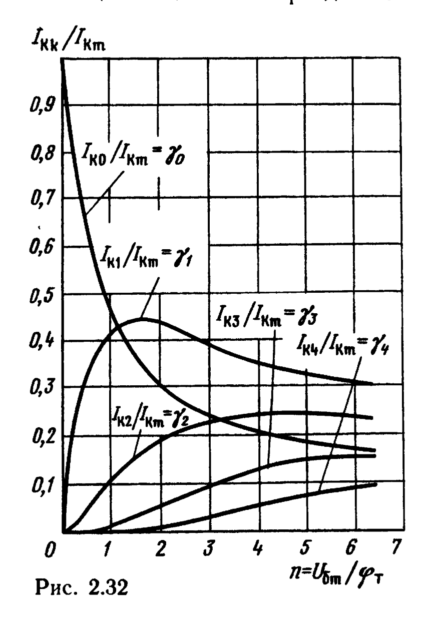


Рис. 2.32

го транзистора приведены на рис. 2.32. Здесь $U_{Бm}$ — амплитуда напряжения сигнала на базе транзистора. При комнатной температуре $\varphi_т$=0,025 В. Они позволяют оценить искажения в выходном сигнале в зависимости от амплитуды входного сигнала, а также выбрать оптимальные режимы транзисторов по переменному току в УРЧ и УПЧ.

Полевые транзисторы обладают меньшей крутизной и кривизной ВАХ, а следовательно, бо́льшим допустимым уровнем входных напряжений сигнала, усиливаемых без заметных искажений. Например, при $K_f=1$ % допустимая амплитуда сигнала на входе биполярного транзистора не должна превышать 1 мВ, а для полевого может быть около 60 мВ.

Входное сопротивление полевого транзистора на не очень высоких по сравнению с граничной частотах и при относительно небольших сопротивлениях нагрузки имеет чисто емкостный характер.

При использовании транзисторов в различных схемах включения (ОЭ, ОБ, ОК) значения у-параметров приведены в табл. 2.3. В таблице $I_{к.р.т}$ — ток коллектора в рабочем режиме (в «рабочей точке» вольт-амперной характеристики).

Усилители РЧ и УПЧ характеризуются следующими основными параметрами: коэффициентом усиления по напряжению K_u; коэффициентом усиления по мощности K_p; полосой пропускания П; селективностью и динамическим диапазоном усиливаемых напряжений. Усилители радиочастоты, содержащие в своем составе резонансные контуры, могут перестраиваться в определенном диапазоне частот и обладают селективностью, определяемой степенью подавления помех d при определенной расстройке Δf от резонансной частоты контура (фильтра).

Коэффициент усиления по напряжению усилителя, состоящего из активного элемента и нагрузки (резистора, трансформатора или резонансного контура), в общем случае определяется из выражения

$$K_u=y_{21}/(y_{22}+y_н)$$

и при значительном сопротивлении нагрузки $R_н=1/y_н$ может для схем включения ОЭ и ОБ достигать больших значений. Однако для предотвращения самовозбуждения усилителя коэффициент усиления должен удовлетворять условию

$$K_{u\,max}=\sqrt{y_{21}/(2\pi f C_{прох})},$$

при этом

$$R_{н\,max}\leqslant\frac{K_{u\,max}}{y_{21}}=\sqrt{\frac{1}{2\pi f C_{прох} y_{21}}}.$$

Даже на сравнительно низкой ПЧ (465 кГц) современный кремниевый планарный ВЧ транзистор с емкостью $C_{бк}=5$ пФ требует нагрузки не более 1,25 кОм, тогда как его выходное сопротивление достигает 100 кОм. Это обстоятельство позволяет не учитывать в расчетах выходную проводимость транзисторов и определять коэффициент передачи по напряжению по упрощенной формуле:

$$K_u=y_{21}R_н.$$

При использовании в качестве нагрузки колебательного контура, резонансное сопротивление которого может быть значительно больше, чем допустимое сопротивление нагрузки $R_{н\,max}$, его следует согласовать с выходом транзистора так, чтобы удовлетворить условиям устойчивости усилителя. Для этого коэффициент включения транзистора в контур должен быть

$$p_{вых}=\sqrt{2R_{н\,max}/R_{oe}}$$

при условии, что следующий за данным каскадом транзистор согласован по мощности с резонансным сопротивлением контура, для чего коэффициент включения цепи базы должен быть

$$p_{вых}=\sqrt{R_{вх}/R_{oe}}.$$

Коэффициент передачи напряжения усилителя с базы первого каскада на базу второго

$$K_{u\,12}=p_{вх}p_{вых}R_{oe}y_{21}.$$

По этим же формулам рассчитывают коэффициент включения любой нагрузки, подключенной к контуру, и коэффициент передачи напряжения на эту нагрузку.

Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов передачи по напряжению всех входящих в него каскадов и пассивных элементов (затухание в фильтрах, делителях и т. п.). Коэффициент усиления по мощности определяется как

$$K_p=K_u^2R_{вх}/R_н.$$

Селективность УРЧ или УПЧ определяется качеством и количеством примененных в нем LC-контуров или иных фильтров (см., например, рис. 2.10).

Динамический диапазон УРЧ или УПЧ зависит от допустимого уровня искажений, распределения усиления по тракту радиочастоты, минимального уровня сигнала, определяемого шумами транзистора первого каскада, и сопротивлениями нагрузок в каждом из каскадов. Максимальное напряжение на входе транзистора любого из каскадов усилителя $U_{вх\,max}$ не должно превышать 25 мВ для биполярного и 250... ...500 мВ для полевого транзисторов (при отсутствии специальных мер по расширению динамического диапазона каскада, например ООС).

Таблица 2.3. **Соотношения параметров транзисторов**

Параметр	Схема включения		
	ОЭ	ОБ	ОК
y_{11}	$0{,}025h_{21э}/I_{Кр.т}$	$0{,}025h_{21б}/I_{Кр.т}$	$0{,}025h_{21э}/I_{Кр.т}$
y_{12}	$\approx C_{б.к}$	$\approx C_{э.к}$	$\approx C_{б.э}$
y_{21}	$I_{Кр.т}/0{,}025$	$-I_{Кр.т}/0{,}025$	$-I_{Кр.т}/0{,}025$
y_{22}	$y_{22э}$	$y_{22б}$	$0{,}025h_{21б}/I_{Кр.т}$

Включение в цепь эмиттера последовательно с блокирующим конденсатором резистора линеаризирует ВАХ транзистора за счет уменьшения y_{21}. Сопротивление резистора отрицательной ОС можно определить по необходимой крутизне характеристики $y_{21н}$ каскада с отрицательной ОС и крутизне ВАХ в точке, заданной режимом по постоянному току:

$$R_{ООС}=(y_{21\,р\,т.}-y_{21\,н})/(y_{21\,р.т}y_{21\,н}).$$

Необходимое значение $y_{21\,н}$ может быть определено по выбранному K_f (например, отношению γ_2/γ_1) и требуемой амплитуде сигнала $U_{вх\,max}$, отнесенной к полученному по графику на рис. 2.32 значению n:

$$y_{21\,н}=U_{вх\,max}I_{кр\,т}/[0{,}025\,n\,(\gamma)].$$

Входное сопротивление транзистора при этом возрастает и становится равным

$$R_{вх\,ООС}=h_{21Э}(1/y_{21\,р\,т}+R_{ООС}).$$

Наоборот, чтобы усиление каскада УРЧ при УПЧ не снижалось из-за ОС, возникающей в результате падения напряжения на конденсаторе, блокирующем резистор в цепи эмиттера, его емкость должна быть не менее

$$C_э\geqslant(5...10)y_{21\,р\,т}/2\pi f_{min},$$

где f_{min} — минимальная рабочая частота УРЧ.

Режим каскада по постоянному току (рабочая точка) выбирается по заданному значению $y_{21\,р\,т}=I_{кр\,т}/0{,}025$. Для обеспечения стабильности рабочей точки при изменении окружающей температуры сопротивление резистора в цепи эмиттера должно быть не менее

$$R_э=\delta\Delta T/\Delta I_Э,$$

где δ — температурный коэффициент дрейфа напряжения смещения, равный 2 мВ/К; ΔT — диапазон допустимого изменения температуры; $\Delta I_Э$ — допустимое изменение тока эмиттера транзистора.

Так как напряжение смещения на базе $U_{БЭ}$ составляет в среднем 0,25 В для германиевых и 0,6 В для кремниевых ВЧ транзисторов, то необходимое напряжение, получаемое от делителя и цепи базы или другого источника смещения, например стабистора, должно быть

$$U_Б=U_{БЭ}+I_ЭR_э,$$

а сопротивление резисторов делителя можно определить из условия

$$R_1=U_Б(0{,}1...0{,}25)I_Э$$

для резистора, включенного между базой и общим проводом, и

$$R_2=(U_{и\,п}-U_Б)/(0{,}1...0{,}25)I_Э$$

для резистора, включенного между базой и источником питания.

В УРЧ или УПЧ транзисторы используются в различных схемах включения. На частотах диапазонов ДВ, СВ и КВ преимущественное распространение получило включение ОЭ. Применение современных транзисторов с малой проходной емкостью позволяет использовать эту схему и в диапазоне УКВ.

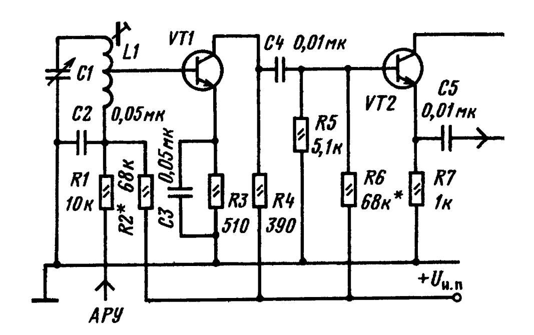


Рис. 2.33

В приемниках прямого усиления и в УРЧ супергетеродинных приемников второй — третьей групп сложности наиболее часто применяются широкополосные (апериодические) усилители с резистивной нагрузкой (рис. 2.33). Граница полосы пропускания такого каскада зависит как от сопротивления резистора нагрузки, так и от входной емкости следующего каскада. В приемниках основное назначение каскада УРЧ — усиливать сигнал по мощности для получения высокого отношения сигнал-шум, регулировать усиление (АРУ) до преобразователя частоты во избежание его перегрузки при приеме сигналов большого уровня и выполнять роль буферного каскада, предотвращающего проникание сигнала гетеродина в антенну. Сопротивление резистора нагрузки в этих приемниках следует выбирать малым: 51...390 Ом. При этом частотная характеристика УРЧ достигает диапазона КВ.

В приемниках прямого усиления, работающих, как правило, только в диапазонах ДВ и СВ сопротивление резистора может быть выбрано значительным, нагрузкой каскада при этом будет в основном входное сопротивление следующего

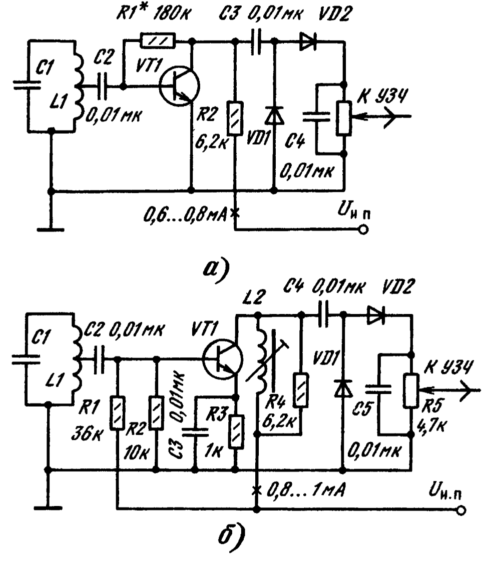


Рис. 2.34

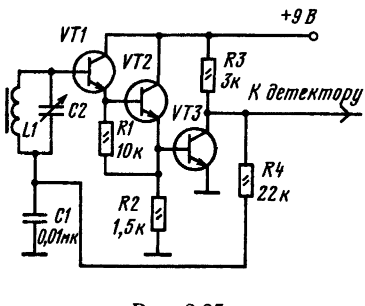


Рис. 2.35

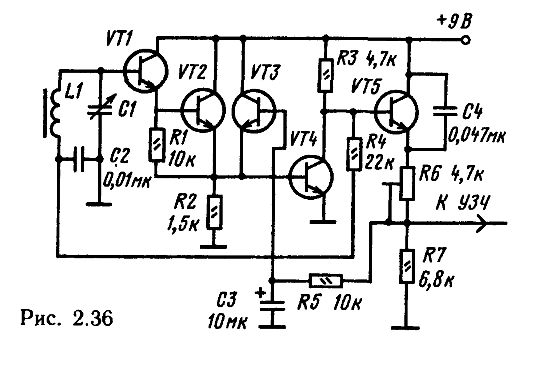


Рис. 2.36

каскада (УРЧ или детектора). Если в предыдущем случае усиление по напряжению не превышает 2...5 раз, то при достаточно высоковольтном питании (6...9 В) и большом сопротивлении резистора нагрузки каскада усиление УРЧ может достигать 20...50 при работе на второй каскад на таком же транзисторе или даже 100...300 при работе на диодный детектор (рис. 2.34, *а*). При низковольтном питании для предотвращения работы транзистора в режиме насыщения параллельно резистору нагрузки целесообразно включать дроссель индуктивностью не менее 20 мГн (300 витков провода ПЭВ-2 0,1...0,07 на сердечнике К7×4×2 феррита марки 400НН или 600НН), как это показано на рис. 2.34, *б*.

Применение транзисторов в схеме ОК позволяет существенно повысить входное сопротивление УРЧ, которое зависит от сопротивления резистора нагрузки; в общем случае (при условии, что $R_н \gg 1/y_{21}$) оно равно

$$R_{вх} \approx h_{21э}(1/y_{21}+R_н).$$

Выходное сопротивление при малом сопротивлении источника сигнала ($R_г$) может быть малым

$$R_{вых}=(1/y_{21}+R_г/h_{21э})$$

без учета сопротивления резистора, включенного в цепь эмиттера. Если оно соизмеримо с выходным сопротивлением, его следует учитывать.

Включение двух таких каскадов последовательно перед каскадом с транзистором в схеме ОЭ (рис. 2.35) позволяет отказаться от частичного включения входа УРЧ во входной контур (или фильтр ПЧ), так как входное сопротивление превышает 1 МОм. Такой УРЧ целесообразно использовать в приемниках прямого усиления и в УПЧ супергетеродинных приемников, в которых АРУ охвачен преобразователь частоты или УРЧ.

На рис. 2.36 приведена схема аналогичного УРЧ, охваченного АРУ с выхода транзисторного детектора.

В диапазоне УКВ в приемниках второй — третьей группы сложности находят применение УРЧ с транзистором, включенным по схеме ОБ (рис. 2.37). Малая проходная емкость и низкое входное сопротивление такого каскада гарантируют стабильность УРЧ даже при полном включении резонансного контура в цепь коллектора транзистора.

Низкое входное сопротивление $R_{вх} \approx 1/y_{11\,Б}$ хорошо согласуется с входным сопротивлением источника сигнала (или укороченной штыревой антенны) именно в диапазоне УКВ. Фильтр на входе УРЧ должен быть рассчитан на входное сопротивление каскада.

Сочетание транзисторов в различных схемах включения в одном каскаде УРЧ улучшает его характеристики. Так, сочетание транзисторов, включенных по схемам ОЭ—ОБ, известное под названием каскодной схемы включения, сочетает достоинства этих схем включения: высокое входное сопротивление и большой коэффициент усиления по мощности (ОЭ) с высокой устойчивостью и высоким выходным сопротивлением (ОБ). Схема каскодного УРЧ приведена на рис. 2.38.

Широкополосность каскодного усилителя, полученная благодаря малому сопротивлению нагрузки первого транзистора (входная проводимость — $y_{11\,Б}$) и малой проходной емкости второго позволяет использовать его вплоть до частот диапазона УКВ.

Не менее интересными свойствами обладает сочетание транзисторов, включенных по схеме

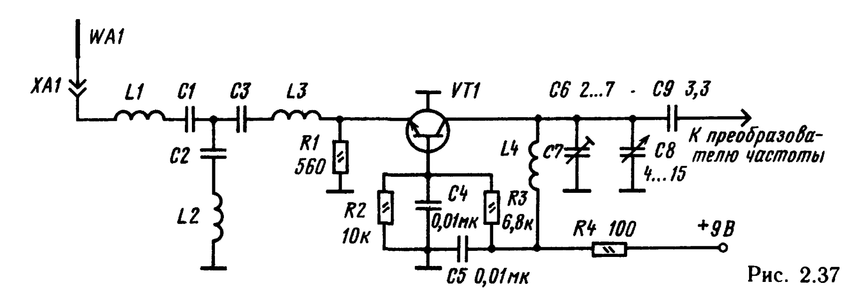


Рис. 2.37

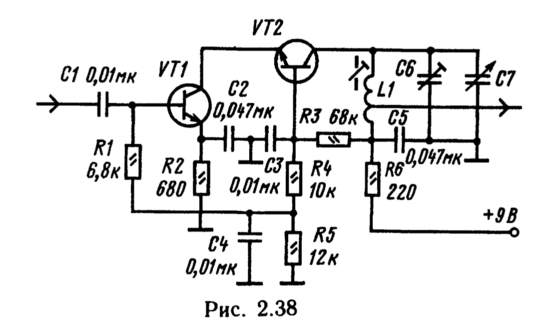


Рис. 2.38

ОК—ОБ. Усилители на их основе имеют существенно более линейную ВАХ, что делает их предпочтительными для применения в УРЧ на входе супергетеродинных приемников групп сложности 0—1. Благодаря дифференциальному включению транзисторов по постоянному току такой каскад обладает хорошими регулировочными характеристиками. Для существенного изменения его усиления (40...80 дБ в зависимости от частоты) достаточно изменить разность напряжения смещения между базами транзисторов не более чем на 200...250 мВ, что существенно для повышения эффективности АРУ. Схема такого УРЧ или УПЧ приведена на рис. 2.39. Напряжение АРУ может подаваться как в положительной полярности только на базу первого транзистора, так и в отрицательной на базу второго транзистора или в соответствующей полярности на базы обоих транзисторов. При равном суммарном токе обоих транзисторов усилитель по схеме ОК — ОБ имеет крутизну характеристики в 2 раза меньше, чем по ОЭ — ОБ и меньшее значение $K_{u\,max}$, что следует учитывать при его применении. Эту же схему целесообразно использовать в последнем каскаде УПЧ тракта усиления ЧМ сигналов, играющем роль амплитудного ограничителя с симметричным ограничением сигнала. Отсутствие блокировочного конденсатора в цепи эмиттеров транзисторов делает такой усилитель особенно удобным для миниатюрного исполнения. Многокаскадные УПЧ, выполненные по схеме ОК — ОБ, находят широкое применение в микросхемах для ПЗВ, например К174УР3, К174ХА10 и др. Кроме того, такое включение транзисторов предпочтительно в ПЗВ с низким напряжением питания.

Для повышения чувствительности супергетеродинных приемников групп сложности 0—1, повышения их устойчивости к интермодуляционным искажениям в УРЧ целесообразно применять полевые транзисторы. Полевые транзисторы с управляющим p-n-переходом можно использовать практически во всем диапазоне частот — от ДВ до УКВ в схемах, аналогичных схемам включения биполярных транзисторов, с соответствующим изменением коэффициентов включения их входов и выходов в резонансные цепи, вплоть до полного включения. Транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы) из-за значительного коэффициента шума на низких частотах следует использовать на частотах выше 100 кГц вплоть до УКВ. Целесообразно использование двухзатворных транзисторов, которые кроме значительно меньшей проходной емкости обладают хорошими регулировочными характеристиками по второму затвору. Изменение напряжения АРУ на втором затворе практически не изменяет емкость первого затвора, обеспечивая стабильность настройки входного контура УРЧ.

На рис. 2.40 приведена схема УРЧ на двухзатворном полевом транзисторе, рекомендуемая для применения в блоках УКВ приемников групп сложности 0—1. Несмотря на возможность полного включения затвора транзистора во входной контур, его подключают к части контура для снижения уровня сигнала при приеме мощных радиостанций и уменьшения уровня перекрестных помех. Высокая чувствительность при этом достигается благодаря меньшему уровню шумов у полевых транзисторов по сравнению с биполярными. У отдельных групп транзисторов КП306 для получения необходимого тока истока на первый затвор необходимо подавать смещающее напряжение положительной полярности. Указанные соображения относятся и к УРЧ других диапазонов частот, которые могут быть выполнены по аналогичной схеме.

В УПЧ используются приведенные ранее схемы включения транзисторов. Особенность УПЧ заключается в необходимости получения значительного усиления по напряжению, что трудно осуществить в одном каскаде. По этой причине УПЧ, как правило, состоят из двух-трех и более каскадов усиления. Наибольшим допустимым коэффициентом усиления обладает каскодный усилитель, особенно на ПЧ, характерных для трактов ЧМ сигналов (10,7 МГц). При применении его в тракте усиления АМ сигналов в простых ПЗВ часто можно обойтись и одним каскадом ПЧ. Применение широкополосных УПЧ,

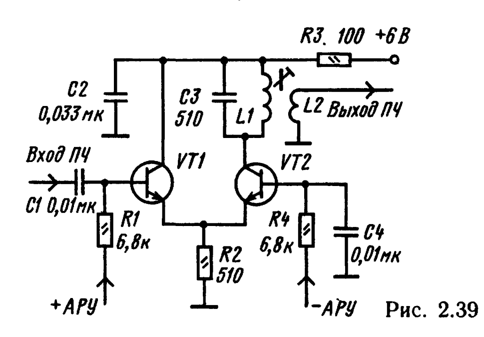


Рис. 2.39

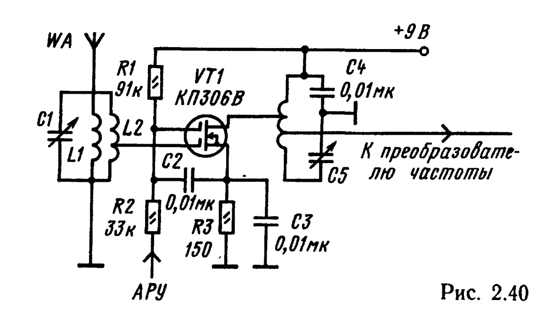


Рис. 2.40

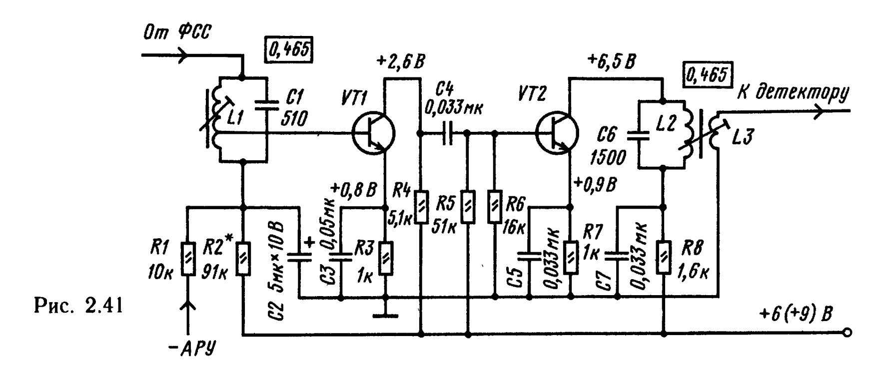


Рис. 2.41

рассчитанных для усиления АМ и ЧМ сигналов ПЧ, требует введения в них до пяти каскадов, как, например, в УПЧ микросхемы К174ХА10. При применении широкополосных УПЧ следует учитывать возможность проникновения на их вход напряжения гетеродина, которое может привести к снижению усиления вследствие срабатывания цепи АРУ или даже вызвать релаксационные колебания в УПЧ. Поэтому необходимо тщательно экранировать входные цепи широкополосных УПЧ от цепей гетеродина.

Являясь широкополосными, такие УПЧ одновременно усиливают и широкий спектр шумов транзисторов первого каскада, поэтому перед детекторным каскадом целесообразно включать фильтр, уменьшающий шумовую полосу пропускания, как это, например, сделано в широко распространенной в промышленных приемниках третьей группы сложности схеме УПЧ, приведенной на рис. 2.41. Контур L2 C6 сужает полосу пропускания УПЧ (без учета полосы пропускания ФПЧ на его входе) до 80...40 кГц, что достаточно для снижения уровня шума апериодического УПЧ до допустимого предела.

Кроме комбинаций различных схем включения транзисторов одного типа проводимости можно сочетать транзисторы с разным типом проводимости, что приводит также к новым качественным характеристикам каскадов УПЧ.

Предыдущая схема, но выполненная на транзисторах с разным типом проводимости, позволяет исключить ряд элементов, определяющих режим транзисторов, его температурную стабилизацию, а также предельно снизить допустимое минимальное напряжение питания (рис. 2.42). Высокая степень температурной стабилизации режимов транзисторов в таком УПЧ и практически полное отсутствие влияния разбросов параметров применяемых транзисторов на режим каждого из них достигается благодаря включению всех транзисторов УПЧ и транзистора каскада преобразования частоты по постоянному току в кольцо, в котором каждый из транзисторов охвачен глубокой отрицательной ОС. Однако следует учитывать, что такой УПЧ кроме напряжения сигнала ПЧ усиливает сигналы в широком диапазоне частот (вплоть до инфранизких) и поэтому в нем необходим фильтр перед детекторным каскадом, иначе получить хорошее отношение сигнал-шум на входе детектора не удается.

Детекторы АМ и ЧМ сигналов

Детектирование АМ сигналов сводится к одно- или двухполупериодному выпрямлению РЧ сигналов и сглаживанию пульсаций фильтром, вносящим минимальные частотные искажения в сигнал ЗЧ.

Для выпрямления РЧ сигналов применяются высокочастотные диоды и транзисторы.

Напряжение ЗЧ на выходе детекторного каскада (без учета потерь в фильтре) кроме уровня входного сигнала радиочастоты $U_{рч}$ и коэффициента модуляции m зависит от коэффициента передачи детекторного каскада $K_{дет}$

$$U_{зч} = U_{рч} m K_{дет}.$$

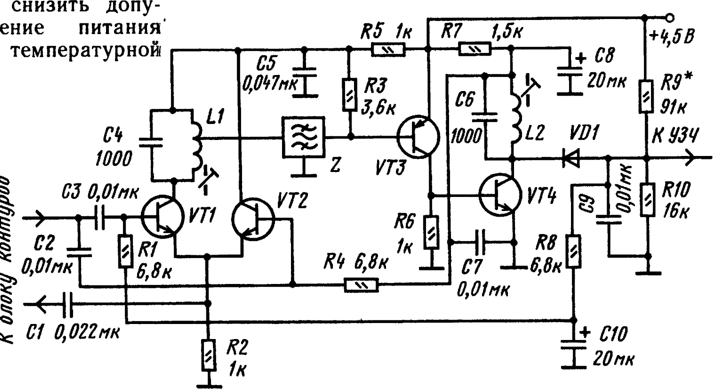


Рис. 2.42

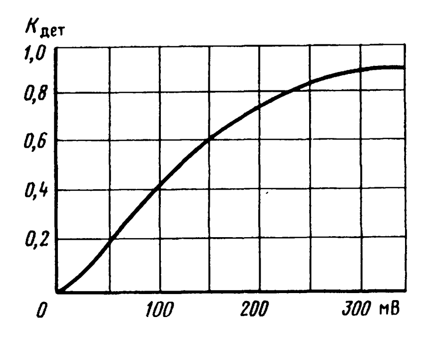


Рис. 2.43

Зависимость $K_{дет}$ от $U_{рч}$ для германиевого ВЧ диода представлена на рис. 2.43. Изменение $K_{дет}$ в зависимости от уровня входного сигнала приводит к тем большим нелинейным искажениям, чем меньше уровень.

При уровнях сигнала на входе детекторного каскада, меньших 300 мВ (что почти всегда имеет место в транзисторных ПЗВ, особенно с низковольтным питанием), для компенсации нелинейных искажений в детекторном каскаде используют обратную нелинейную зависимость его входного сопротивления

$$R_{вх\ дет}=0{,}5R_н/K_{дет},$$

где $R_н$ — сопротивление резистора нагрузки детекторного каскада при последовательном включении диода с нагрузкой. Для этого входное сопротивление детекторного каскада согласуют с выходным сопротивлением усилителя или контура при минимальном выбранном напряжении, подводимом к детектору.

Коэффициент включения детектора в выходной контур

$$p_{дет}=\sqrt{\frac{R_н}{2K_{дет}R_{oe}}},$$

где $p_{дет}$ — коэффициент включения детектора, равный отношению числа витков катушки связи с детектором к числу витков контурной катушки; $K_{дет}$ — коэффициент передачи детектора (рис. 2.43); R_{oe} — резонансное сопротивление ненагруженного контура.

Для наилучшего использования усилителя минимальное подводимое к детектору напряжение следует выбирать равным 30...50 мВ. При этом коэффициент передачи детектора приблизительно составит 0,2. При таком согласовании детектора с повышением напряжения на входе усилителя напряжение на входе детектора до некоторого уровня почти не будет изменяться. Зависимость коэффициента передачи детектора от входного напряжения компенсируется обратной зависимостью его входного сопротивления, что снижает коэффициент гармоник. Дальнейшее снижение коэффициента гармоник детекторного каскада возможно за счет правильного выбора его рабочей точки при введении в цепь детектора напряжения прямого смещения. Напряжение должно быть таким, чтобы получить небольшой ток (1...5 мкА) через диод при отсутствии сигнала. В ряде случаев для этого вводят переменный резистор, регулировкой которого достигается минимум нелинейных искажений. Начальный ток через диод в некоторой степени обеспечивает и температурную стабилизацию рабочей точки детектора.

Существенно большим коэффициентом передачи при высокой температурной стабильности обладают транзисторные детекторы. Коэффициент передачи транзисторного детектора зависит от схемы включения в нем транзистора. Для схемы ОК

$$K_{дет\ ОК}=1-\gamma_0,$$

для схемы ОЭ

$$K_{дет\ ОЭ}=(1-\gamma_0)y_{21\ р\ т}R_н,$$

где γ_0 — коэффициент относительной постоянной составляющей тока (см. рис. 2.32). При входных напряжениях 30...50 мВ коэффициент передачи детектора с транзистором в схеме ОК составляет 0,45...0,7, что более чем в 3 раза превышает коэффициент передачи диодного детектора при тех же входных напряжениях. Входное сопротивление такого детектора достаточно велико (30...60 кОм), что позволяет в ряде случаев включать его в выходной контур усилителя полностью. За счет ООС по огибающей модулированного сигнала детекторный каскад с транзистором в схеме ОК имеет малый коэффициент нелинейных искажений. Активные детекторы в микросхемах в основном выполняются на транзисторах по схеме ОК.

Частотно-модулированные сигналы детектируются аналогичным образом после преобразования изменения частоты в изменение амплитуды. Для этих целей применяются цепи с линейными АЧХ и ФЧХ. Например, LC-контур, расстроенный относительно ЧМ сигнала так, что середина левого или правого ската его АЧХ совпадает с несущей частотой сигнала, является простейшим преобразователем ЧМ в АМ. Изменения амплитуды напряжения на его выходе в зависимости от изменения частоты на входе могут быть продетектированы диодным или транзисторным детектором.

Напряжения на двух связанных колебательных контурах при резонансе отличаются по фазе на 90°. Если эти напряжения по отношению к детектору включены последовательно, то их сумма изменяется пропорционально изменению частоты. Линейность преобразования, а следовательно, и нелинейные искажения зависят от линейности фазовой характеристики контуров в полосе частот, занимаемой ЧМ сигналом. Оптимальной связью между контурами с этой точки зрения является связь больше критической $k_{св}Q_э\approx2$ (для критической связи $k_{св}Q_э=1$), где $k_{св}$ — коэффициент связи. Фазовая характеристика контура практически линейна в полосе пропускания частот по уровню 0,9.

Необходимая добротность для получения заданной полосы пропускания по уровню 0,9 определяется как $Q_э\approx0{,}5f_0/П_{0,9}$. Если конструктивная добротность контура Q_0 существенно больше не-

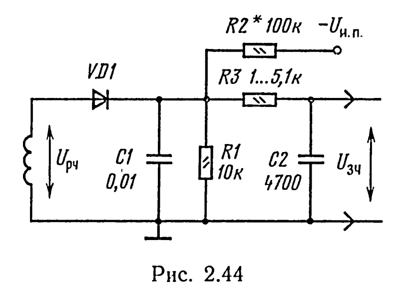


Рис. 2.44

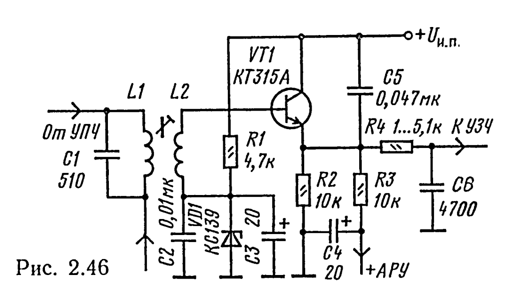


Рис. 2.46

обходимой, контур следует шунтировать резистором с сопротивлением

$$R_ш = \varrho Q_0 Q_э / (Q_0 - Q_э), \qquad (2.3)$$

где $\varrho = \omega L = 1/(\omega C) = \sqrt{L/C}$.

Необходимый фазовый сдвиг между напряжениями, подводимыми к детектору, можно получить с помощью цепи фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Начальный фазовый сдвиг между напряжениями несущей частоты ЧМ сигнала и местного гетеродина, охваченного ФАПЧ, равен 90°. При изменении частоты сигнала при соответствующих параметрах ФНЧ в цепи ФАПЧ появляется пропорциональная разность фаз, приводящая к демодуляции ЧМ в фазовом детекторе, который поэтому может быть использован в качестве детектора ЧМ сигнала.

Далее приводятся конкретные схемы детекторов АМ и ЧМ сигналов.

На рис. 2.44 приведена схема диодного детектора АМ сигналов с цепями установления режима по постоянному току. Детектор используется как в простейших ПЗВ, так и в приемниках групп сложности 0, 1. В простейших приемниках постоянная составляющая выходного сигнала используется для изменения усиления, УРЧ или УПЧ пропорционально входному сигналу, т. е. цепи автоматической регулировки усиления (АРУ). В более сложных ПЗВ для АРУ используется отдельный детектор. Разделение функций этих детекторов позволяет подобрать для каждого из них оптимальный режим работы. На рис. 2.45 приведена схема двухполупериодного детектора с удвоением выходного напряжения, с цепями, обеспечивающими регулировку режима диодов. Следует иметь в виду, что входное сопротивление такого детектора в 2 раза меньше, чем у детектора по схеме на рис. 2.44, при одинаковом сопротивлении резистора нагрузки.

На рис. 2.46 дана схема детектора на транзисторе, включенном по схеме ОК. Начальное смещение на базу транзистора желательно подавать от стабилизированного источника. Конденсатор С3 служит для подавления шумов источника смещения. При наличии в источнике смещения напряжения шума получить хорошее отношение сигнал-шум на выходе детектора не удается несмотря на большое отношение сигнал-шум на входе детектора. Это следует иметь в виду при применении некоторых микросхем (157, 237 серий), в которых осуществлена непосредственная связь транзистора детекторного каскада с выходом широкополосного УПЧ. Особенностью детектора с включением транзистора по схеме ОК является также необходимость включения конденсатора С5 между эмиттером и коллектором транзистора; при включении этого конденсатора между эмиттером и общим проводом в тракте РЧ может возникнуть самовозбуждение. Достоинства детектора, выполненного по такой же схеме: высокий коэффициент передачи, высокая температурная стабильность, малый уровень нелинейных искажений, слабая зависимость АЧХ от емкости конденсатора С5 и низкое выходное сопротивление. При использовании такого детектора необходимо помнить, что напряжение постоянного тока на выходе детектора при отсутствии сигнала меньше напряжения источника смещения на 0,6 В при использовании кремниевых и на 0,25 В при использовании германиевых транзисторов. Для получения при отсутствии сигнала напряжения на выходе, равного напряжению смещения, можно применить детектор по схеме на рис. 2.47. На выходе этого детектора находится эмиттерный повторитель на нелинейном транзисторе структуры р-п-р. По этой причине уменьшение напряжения на выходе первого транзистора компенсируется увеличением напряжения на то же значение на выходе второго. Выходное напряжение не зависит от изменения окружающей температуры. Эта схема позволяет уравнять напряжения на базах дифференциального усилителя, используемого в УПЧ для создания эффективной АРУ, и обеспечить

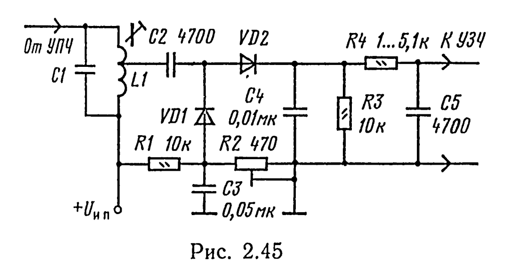


Рис. 2.45

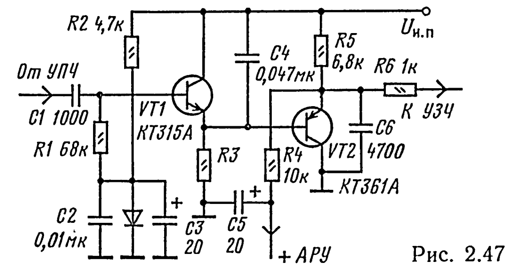


Рис. 2.47

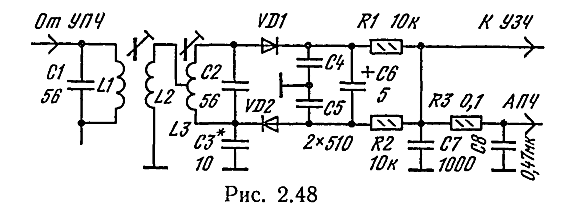


Рис. 2.48

стабильность его параметров на изменении температуры.

На рис. 2.48 приведена схема частотного детектора, наиболее распространенная в современных ПЗВ. Это симметричный детектор отношений или дробный детектор. Преобразователь ЧМ/АМ фазового типа, а диоды детектора вместе с двумя половинами вторичного контура фазосдвигающего трансформатора образуют мостовую цепь, которая обеспечивает нулевое напряжение на выходе детектора при настройке сигнала точно на середину S-кривой (АЧХ детектора). При расстройке от середины на выходе детектора появляется напряжение того или иного знака, что кроме формирования сигнала ЗЧ и ЧМ сигнала позволяет использовать постоянную составляющую для АПЧ гетеродина ПЗВ. Благодаря конденсатору большой емкости C6 быстрые изменения амплитуды сигнала, например импульсные помехи, подавляются диодами VD1, VD2, которые в этом случае включаются параллельно вторичному контуру L2C2, и малым прямым сопротивлением шунтируют его, ограничивая амплитуду сигнала. По этой причине дробный детектор не нуждается в предварительном ограничении сигнала. Резисторы R1 и R2, соединенные параллельно для сигнала ЗЧ, вместе с конденсатором C7 образуют фильтр для компенсации предыскажений в передатчике ЧМ и подавления сигнала ПЧ. Постоянная времени этого фильтра должна быть 50 мкс.

Такими же свойствами обладает детектор ЧМ сигналов, выполненный по упрощенной схеме рис. 2.49. Для симметрирования мостовой цепи (компенсации разбросов параметров VD1, VD2) применяется подстроечный резистор R1. С его помощью добиваются максимума подавления паразитной АМ и минимума нелинейных искажений выходного сигнала.

В микросхемах для детектирования ЧМ сигналов широкое распространение получили фазовые квадратурные частотные детекторы. На рис. 2.50 приведена упрощенная схема (без цепей, определяющих режимы транзисторов) такого детектора,

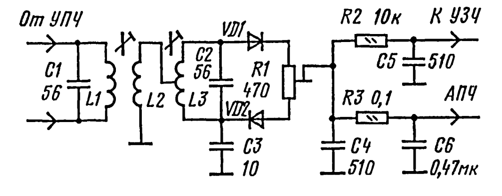


Рис. 2.49

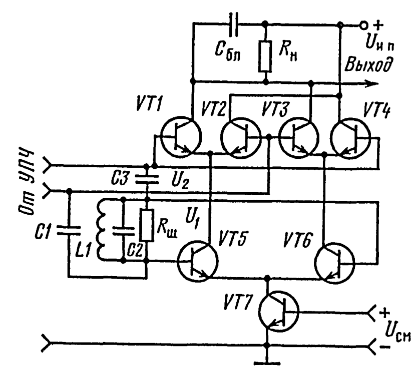


Рис. 2.50

применяемого в 174УР1 и 174УР6. Основу частотного детектора в этих микросхемах составляет двойной балансный транзисторный фазовый детектор. При наличии перед ним ограничителя (что предусмотрено в микросхемах) напряжение на выходе детектора зависит только от фазовых соотношений между напряжениями сигналов, подводимых к входам фазового детектора. Это осуществляется с помощью фазовращателя, роль которого играют контур L1C3 и конденсаторы C1C2. Линейный участок характеристики детектора зависит от протяженности ЧФХ фазовращателя, которая, в свою очередь (как упоминалось ранее), зависит от добротности контура. Сопротивление шунтирующего резистора рассчитывают по формуле (2.3). Достоинствами детекторов АМ/ЧМ сигналов на активных элементах являются температурная стабильность, значительно больший коэффициент передачи и меньший уровень нелинейных искажений (в случае применения ООС по огибающей ЗЧ). Поэтому эти детекторы целесообразно применять и в радиолюбительских конструкциях.

На рис. 2.51 приведена схема активного совмещенного детектора АМ и ЧМ, выполненного на двух транзисторах разного типа проводимости. На транзисторе VT1 собран детектор АМ сигналов и амплитудный детектор ЧМ сигналов, небходимый для компенсации смещения рабочей точки транзистора VT2 — детектора ЧМ сигналов. При таком включении обоих детекторов отпадает необходимость в коммутации выходов АМ и ЧМ детекторов и в режиме детектирования ЧМ сигнала получается симметричная относительно среднего уровня выходного напряжения S-образная характеристика. Так как напряжение на выходе первого детектора зависит от наличия на входе детектора АМ или ЧМ сигнала, его можно использовать для целей АРУ и индикации настройки приемника. При использовании выходного напряжения частотного детектора для АПЧ следует иметь в виду, что среднее значение напряжения отлично от нуля и равно напряжению смещения на базе VT1.

На рис. 2.52 приведена схема частотного детектора на основе ФАПЧ. Сигнал с УРЧ подводится к одному из входов фазового детекто-

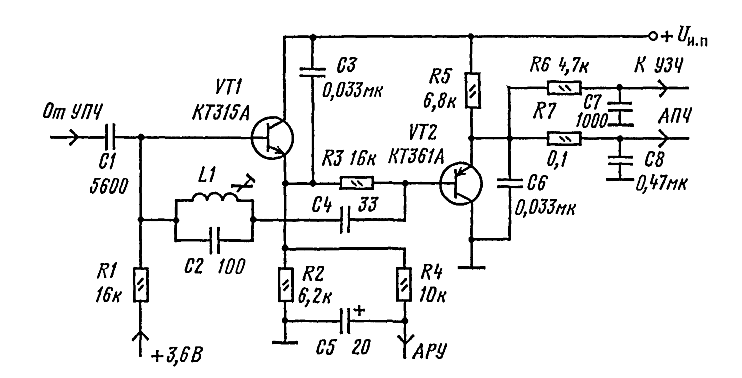


Рис. 2.51

ра — к базе транзистора VT5. Сигнал на другом (симметричном) входе получается благодаря самовозбуждению генератора, образованного транзисторами VT2 и VT3. Конденсаторы C7 и C8 создают цепи ОС в двухтактном генераторе Цепь АПЧ замыкается через резистор R10, который вместе с емкостью варикапной матрицы образует ФНЧ цепи ФАПЧ. Некоторая несимметричность фазового детектора из-за различных сопротивлений нагрузочных резисторов R5 и R8 при сильных сигналах обеспечивает непосредственный захват частоты гетеродина частотой сигнала. Фильтр нижних частот на выходе фазового детектора R11C13 компенсирует подъем верхних частот модуляции в передатчике. Настройка на частоту сигнала осуществляется изменением постоянного напряжения на диодах VD2, VD3. Достоинство такого частотного детектора — возможность применения его непосредственно на частоте принимаемых УКВ радиостанций, что существенно упрощает изготовление приемника. Недостатками являются низкая чувствительность и малый динамический диапазон сигналов, при которых сохраняется стабильная работа цепи ФАПЧ и приемника в целом (100 мкВ...15 мВ). Транзистор VT4 служит для температурной компенсации режима работы ФД.

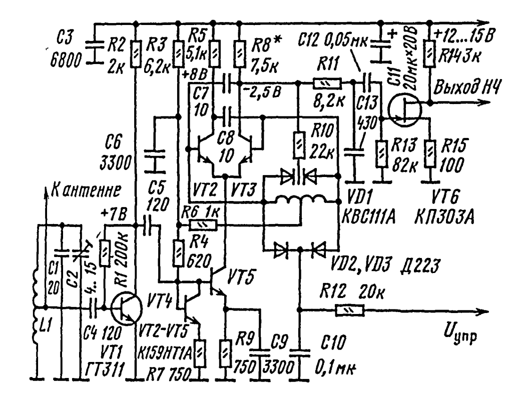


Рис. 2.52

Преобразователи частоты

Преобразование сигналов радиочастот в сигнал ПЧ осуществляется в частотно-преобразовательных каскадах ПЗВ. Для преобразования используется нелинейность ВАХ преобразующих элементов (ПЭ), в качестве которых обычно используются полупроводниковые диоды и транзисторы. Для получения напряжения ПЧ помимо напряжения сигнала к ПЭ необходимо подвести напряжение от гетеродина с частотой, отличающейся от частоты сигнала на значение ПЧ. Напряжение гетеродина для преобразования сигнала с малыми искажениями должно превышать уровень самого большого из принимаемых сигналов. От правильного выбора режима ПЭ зависят такие характеристики приемника, как чувствительность, селективность, искажения сигнала. Преобразователи по типу примененного ПЭ делятся на пассивные и активные, а по способу получения напряжения гетеродина — на преобразователи с отдельным гетеродином (смесители частот) и с совмещенным гетеродином (генерирующие преобразователи).

Пассивные преобразователи, как правило выполняемые на диодах, не усиливают сигнал; однако они просты в исполнении, обладают сравнительно низким уровнем собственных шумов. При выполнении по балансной схеме они позволяют скомпенсировать некоторые нежелательные продукты преобразования и поэтому находят применение в приемниках групп сложности 0, 1. где им предшествуют каскады УРЧ. К их недостаткам следует отнести значительную мощность, потребляемую от гетеродина, и усложнение коммутации в приемниках с несколькими диапазонами частот.

Активные (транзисторные) преобразователи потребляют меньшую мощность от гетеродина и совмещают функции преобразователя и гетеродина в одном и том же активном элементе, что целесообразно в простых приемниках

Развитие микроэлектроники позволило создать малогабаритные активные балансные и кольцевые преобразователи частоты, превосходящие по степени подавления нежелательных продуктов преобразования диодные преобразователи. Такие преобразователи входят в состав микро-

схем даже в сравнительно недорогих приемниках (174ХА10).

Коэффициент передачи напряжения диодного преобразователя

$$K_{пр} \approx 0{,}5\sqrt{R_{oe\,пч}/R_{oe\,урч}}$$

при условии оптимального согласования его с контурами УРЧ и УПЧ. Для контура УРЧ это условие удовлетворяется на одной частоте диапазона. Входное и выходное сопротивления диодного преобразователя равны. Они зависят от относительной амплитуды гетеродина и сопротивления нагрузки. Входное сопротивление со стороны гетеродина

$$R_{вх\,г} = 0{,}03\gamma_0/I_{д\,р.т}.$$

В балансном и кольцевом смесителях частот оно соответственно в 2 и 4 раза меньше вычисленного.

Усиление сигнала в активном преобразователе частоты зависит от крутизны преобразования $S_{пр}$. При преобразовании по первой гармонике гетеродина (если ПЧ получена как разность или сумма частот гетеродина и сигнала)

$$S_{пр} = 0{,}5S_{max} = 0{,}5y_{21\,р\,т}\gamma_1/\gamma_0 = \\ = 0{,}5I_{К\,р\,т}\gamma_1/0{,}025\gamma_0,$$

где γ_0 и γ_1 — коэффициенты разложения Фурье постоянной составляющей и первой гармоники тока коллектора, определяемые для выбранной относительной амплитуды напряжения гетеродина по рис. 2.32.

Оптимальной (для биполярных транзисторов) амплитудой напряжения гетеродина на базе для преобразования по первой гармонике его частоты можно считать n=1,5...2, т. е. 38...50 мВ, при которой крутизна преобразования достигает 0,7 крутизны характеристики ПЭ в режиме усиления.

Преобразование по второй или более высокой гармонике гетеродина может применяться в блоках УКВ для уменьшения проникания напряжения гетеродина в цепь антенны и в диапазоне КВ в приемниках с совмещенным гетеродином в преобразователе частоты для уменьшения взаимного влияния настроек входного и гетеродинного контуров. При этом для повышения эффективности преобразования необходимо увеличить амплитуду гетеродина. Крутизна преобразования по любой (k-й) гармонике гетеродина

$$S_{пр\,k} = 0{,}5\gamma_k y_{21\,р\,т}/\gamma_0 = 0{,}5\gamma_k I_{К\,р.т}/0{,}025\gamma_0.$$

По этой формуле можно рассчитывать уровни преобразования побочных каналов приема.

Входное сопротивление транзисторного преобразователя частоты для источника сигнала равно входному сопротивлению транзистора в режиме усиления при том же токе коллектора.

Входное сопротивление, нагружающее гетеродин, зависит от схемы включения транзистора смесителя частот по отношению к выходу гетеродина

$$R_{вх\,г} = U_{гm}h_{21}\gamma_0/I_{К\,р\,т},$$

где $U_{гm}$ — амплитуда напряжения гетеродина на входе смесителя частот; h_{21} — коэффициент прямой передачи тока в схеме ОЭ или ОБ; $I_{К\,р\,т}$ — ток коллектора смесителя в рабочей точке.

Гетеродин обычно выполняют по схеме трехточечного автогенератора. Чтобы обеспечить стабильность частоты гетеродина, стараются уменьшить связь активного элемента с контуром до минимально необходимой для получения стационарного режима (режима устойчивой генерации). Если напряжение на вход смесителя снимается с части контура гетеродина, то добротность этого контура уменьшается (при оптимальном согласовании по мощности в 2 раза) и при расчете режима гетеродина по переменному току нужно учитывать ухудшение добротности контура из-за согласования со смесителем.

Стационарный режим в автогенераторе на биполярном транзисторе устанавливается, начиная с относительных амплитуд возбуждения n=0,25... ...0,3 (см. рис. 2.32). Оптимальным для гетеродина следует считать режим при n=1...3 (25... ...75 мВ). Так как мощность, потребляемая смесителем, невелика, ток коллектора гетеродина может быть не более 2...2,5 мА. Оптимальный ток коллектора для преобразователей с совмещенным гетеродином составляет 0,5...0,75 мА и для преобразователей с отдельным гетеродином 1...1,5 мА. Напряжение переменного тока на коллекторе транзистора гетеродина должно быть небольшим по сравнению с напряжением питания, в этом случае меньше сказывается влияние емкости коллекторного перехода транзистора на стабильность генерируемой частоты. Чтобы при этом выполнялся баланс амплитуд, напряжение на части контура гетеродина, подключенной к выходу транзистора, должно быть не менее 25 мВ. Для этого сопротивление части контура, подключаемой к выходу транзистора, должно составлять

$$R_{вых} = p_{вых}^2 R_{oe} = 0{,}025\gamma_0/(I_{К\,р.т}\gamma_1,$$

а коэффициент включения выхода транзистора в контур

$$p_{вых} = \sqrt{0{,}025\gamma_0/(I_{К\,р\,т}\gamma_1 R_{oe})},$$

где R_{oe} — резонансное сопротивление контура гетеродина (нагруженного на смеситель) на нижней частоте каждого из диапазонов частот гетеродина при индуктивной связи с контуром и на высшей частоте при внутриемкостной (при перестройке контура в емкостной ветви).

Вход транзистора (цепь ОС) должен быть подключен к части контура с напряжением, в n раз большим, чем выходное (n берется из режима стационарности), т. е. 1...3:

$$p_{вх} = np_{вых}.$$

При различных схемах включения транзистора по отношению к общей (заземленной) точке контура коэффициенты включения цепей базы, эмиттера и коллектора будут разными. Выражения для них и соотношений емкостей делителей напряжения в цепи ОС при использовании емкостной трехточечной схемы приведены на рис. 2.53.

Намотать катушки связи, отношение числа витков которых точно равно отношению коэффициентов включения, затруднительно. Полученные

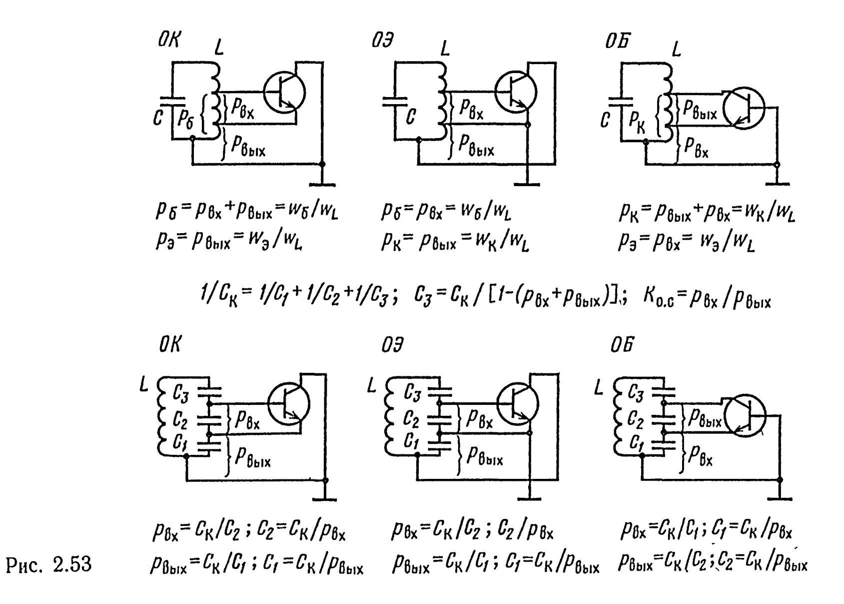


Рис. 2.53

значения целесообразно округлять до целого числа витков в сторону их увеличения. При этом режим стационарности генератора несколько изменится. Изменяется он и при перестройке контура генератора в диапазоне частот. Это приводит к изменению амплитуды напряжения гетеродина и изменению режима смесителя частот. Для устранения такого явления прибегают к стабилизации напряжения гетеродина. Для этого проще всего включить параллельно контуру гетеродина шунтирующий резистор, который в большей мере оказывает влияние на добротность контура на высшей частоте его настройки.

Более сложными мерами являются ограничение амплитуды гетеродина с помощью полупроводниковых диодов, p-n переходов транзисторов или применение стабилизации амплитуды за счет изменения режима транзистора гетеродина с помощью регулирующего транзистора. Возможно применение частотно-зависимых делителей напряжения в цепи ОС.

При применении гетеродинов, работающих без автоматического смещения, например двухтранзисторного генератора, в котором ограничение амплитуды колебаний происходит в результате насыщения эмиттерно-базовых переходов, приведенное резонансное сопротивление контура должно удовлетворять условию

$$p^2 R_{oe} \geqslant 2U_{БЭ\ нас}\alpha_0/\alpha_1 I_{К\ р.т},$$

где α_0 и α_1 — коэффициенты разложения Фурье для прямоугольного импульса коллекторного тока, равные 0,5 и 0,637 соответственно.

Режим гетеродина по переменному току можно подбирать в некоторых пределах, не изменяя коэффициента ОС, за счет изменения режима по постоянному току или за счет введения в цепь переменного тока эмиттера резистора отрицательной ОС. Можно также уменьшать емкость разделительного конденсатора в этой цепи, которая будет играть роль частотно-зависимого сопротивления в цепи ОС. Это позволяет скорректировать фазу напряжения в цепи ОС и использовать транзисторы в генераторах вплоть до граничных частот по усилению. Кроме того, уменьшение емкости этого конденсатора предотвращает возникновение прерывистой генерации. Для ее отсутствия емкость конденсатора [нФ] в цепи эмиттера должна удовлетворять условию

$$C_э < Q_0 I_{К\ р\ т}/(6\pi f_{г\,max} 0{,}025),$$

где $I_{К\ р\ т}$ — ток коллектора в рабочей точке, мА; $f_{г\,max}$ — максимальная частота гетеродина, МГц; Q_0 — добротность контура гетеродина на этой частоте.

Напряжение питания гетеродинов или хотя бы напряжение смещения должны быть стабилизированы и заблокированы как по радиочастотам, так и по низким частотам для устранения шумов цепи стабилизации напряжения. В приемниках высших групп сложности между преобразователем частоты и гетеродином желательно применять буферный каскад.

Простой балансный преобразователь, схема которого приведена на рис. 2.54, при симметричном выполнении и балансировке с помощью подстроечного резистора R1 эффективно подавляет ряд комбинационных составляющих, уменьшая тем самым количество и уровень побочных каналов приема.

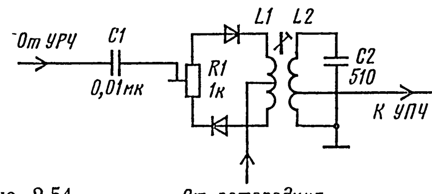


Рис. 2.54

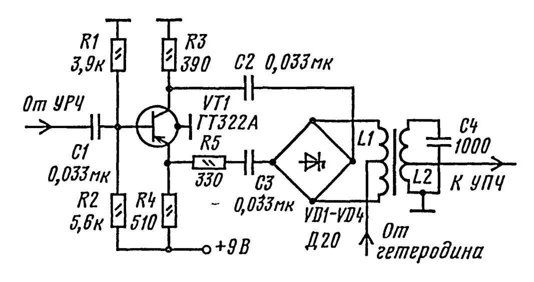


Рис. 2.55

Еще более эффективно и большее количество комбинационных составляющих подавляет кольцевой преобразователь, схема которого приведена на рис. 2.55. В приемнике с таким преобразователем частоты при симметричном его выполнении отсутствует реакция входного сигнала на гетеродин, напряжение гетеродина не проникает во входные цепи, исключается прямое прохождение входного сигнала, близкого по частоте, в фильтр ПЧ.

Линейность преобразователя по сигнальному входу сохраняется до амплитуд сигнала, равных 0,1 амплитуды напряжения гетеродина, т. е. при оптимальном напряжении гетеродина от 100... ...300 мВ до 10...30 мВ. Благодаря тому, что мост из четырех диодов образует для постоянного тока замкнутую цепь («кольцо»), он может быть подключен к источнику сигнала через разделительные конденсаторы С2 и С3. Это дает возможность вместо симметричных обмоток трансформатора связи применить апериодический каскад на транзисторе VT1 с разделенной нагрузкой, имеющий несимметричный вход. В ряде случаев он может служить единственным каскадом УРЧ при условии введения в него АРУ.

В простых ПЗВ широко применяется преобразователь по схеме на рис. 2.56. В нем транзистор для входного сигнала включен по схеме ОЭ, а для напряжения гетеродина — по схеме ОК. При таком включении упрощается коммутация контуров.

В более сложных моделях ПЗВ, собранных на микросхемах, преобразователи частоты выполняются, как правило, с отдельными гетеродинами по балансным или даже двойным балансным схемам. Примером такого преобразователя частоты может служить преобразователь в составе микросхемы К174ХА10, упрощенная схема которого приведена на рис. 2.57. Смеситель частоты выполнен на четырех транзисторах VT1, VT3—VT5. Ему предшествует УРЧ, собранный на транзисторах VT2 и VT6 так, что фазы их выходных сигналов различаются на 180°. Это позволяет получить балансный преобразователь с несимметричным выходом.

Гетеродин выполнен на транзисторах VT7 и VT8 так, что контур гетеродина подключается к ним двумя точками. Резистор $R_п$ предотвращает паразитную генерацию в гетеродине. Такой преобразователь имеет линейную характеристику до уровней сигнала 10...15 мВ и преобразует сигнал без заметных искажений огибающей модулированного сигнала при глубине модуляции около 100 % до уровня 50 мВ. Изготовление такого преобразователя на дискретных элементах в радиолюбительских условиях нецелесообразно, лучше при необходимости применить преобразователь по схеме на рис. 2.55.

Сочетание нескольких транзисторов в различных схемах включения (ОЭ, ОК, ОБ) дает новые качества не только усилителям, но и преобразователям частоты.

Преобразователь по каскодной схеме ОЭ—ОБ (рис. 2.58) характеризуется большой устой-

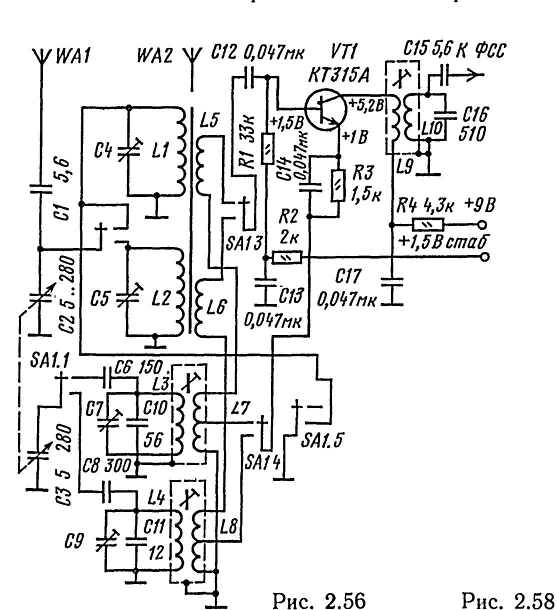


Рис. 2.56

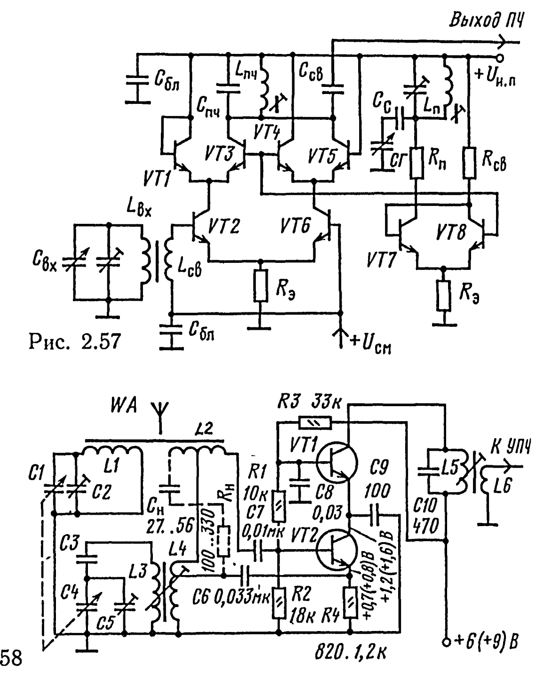


Рис. 2.57

Рис. 2.58

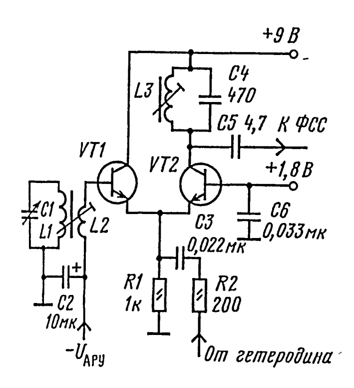


Рис. 2.59

Рис. 2.60 $+U_{АРУ}$

чивостью, коэффициента преобразования, меньшим значением крутизны обратного преобразования, а следовательно, при прочих равных условиях меньшим уровнем шумов. Значительное выходное сопротивление и малая проходная емкость позволяют включать на выходе преобразователя фильтр с высоким входным сопротивлением. Такой преобразователь с цепью нейтрализации входной емкости для уменьшения связи между входным и гетеродинным контурами (на схеме изображена штриховыми) может быть использован вплоть до частот 15...20 МГц без отдельного гетеродина. При необходимости он может быть использован и с отдельным гетеродином, напряжение которого в этом случае следует подавать в цепь эмиттера или цепь базы транзистора VT1.

Преобразователь частоты, схема которого приведена на рис. 2.59, обладает повышенной линейностью для напряжения сигнала (как любой дифференциальный каскад) примерно в 15 раз. Для переменного тока входного сигнала транзистор VT1 включен по схеме ОК, а транзистор VT2 — по схеме ОБ. Нелинейность проходной характеристики первого транзистора компенсируется нелинейным входным сопротивлением второго для сигналов с уровнем примерно до 50 мВ. Для переменного напряжения гетеродина (при подведении его к эмиттерам) оба транзистора включены по схеме ОБ. Для постоянного тока оба транзистора включены дифференциально Максимальный коэффициент преобразования в таком преобразователе получается при балансе дифференциального усилителя, т. е. тогда, когда токи коллекторов обоих транзисторов равны. При перераспределении токов между транзисторами в сторону увеличения тока коллектора одного из них коэффициент передачи уменьшается и при разности напряжений между базами дифференциальной пары около 200 мВ уменьшается в 1000... ...2000 раз (60...66 дБ) по сравнению с максимальным. Это обстоятельство позволяет применять такой преобразователь в качестве единственного регулируемого цепью АРУ каскада в приемнике.

При подведении напряжения гетеродина к базе транзистора VT1 преобразователь по схеме на рис 2.59 начинает обладать новым свойством — максимумом коэффициента передачи при преобразовании по второй гармонике частоты гетеродина. Хорошими характеристиками обладает такой преобразователь и в экономичном режиме при последовательном питании транзисторов преобразователя и гетеродина (рис. 2.60). Преобразователь не требует подбора режима смесителя по постоянному току, так как ток через транзисторы смесителя определяется режимом транзисторов гетеродина. По переменному току режим смесителя подстраивается подбором резистора R1. Резистор R2 предотвращает паразитную генерацию в гетеродине. Однако при таком способе питания напряжение питания гетеродина может изменяться при работе АРУ, что приведет к изменению его частоты,. особенно при работе на КВ. Поэтому напряжение на эмиттерах транзисторов должно поддерживаться специальной цепью стабилизации режима с высокой точностью несмотря на перераспределение токов коллекторов этих транзисторов при работе АРУ.

Высокое входное сопротивление, меньшая крутизна, а следовательно, и кривизна характеристики полевых транзисторов позволяют упростить коммутацию катушек входных контуров в многодиапазонных приемниках с преобразователем частоты, выполненным на полевом транзисторе (рис. 2.61). В смесителе можно применять транзисторы с p-n переходом типа КП302, 303, 307 и транзисторы с изолированным затвором КП305 (МОП-транзисторы).

В более простых приемниках можно собирать преобразователи частоты на полевых транзисторах, выполненные по совмещенным схемам. На рис. 2.62 приведена схема преобразователя на транзисторе с переходом и каналом типа n или на МОП-транзисторе с одним затвором. Затвор транзистора для упрощения коммутации подсоединен к входному контуру полностью, а цепь стока к контуру ПЧ — частично для обеспечения устойчивости коэффициента передачи несмотря на относительно большую проходную емкость транзистора КП302Б. Последовательно с контуром ПЧ включена катушка связи с контуром гетеродина L3. Исток транзистора подключен к части катушки связи. Из-за меньшей, чем у биполярных транзисторов, крутизны характеристики коэффициенты включения цепей стока и истока полевого транзистора должны быть соответственно больше коэффициентов включения коллектора и

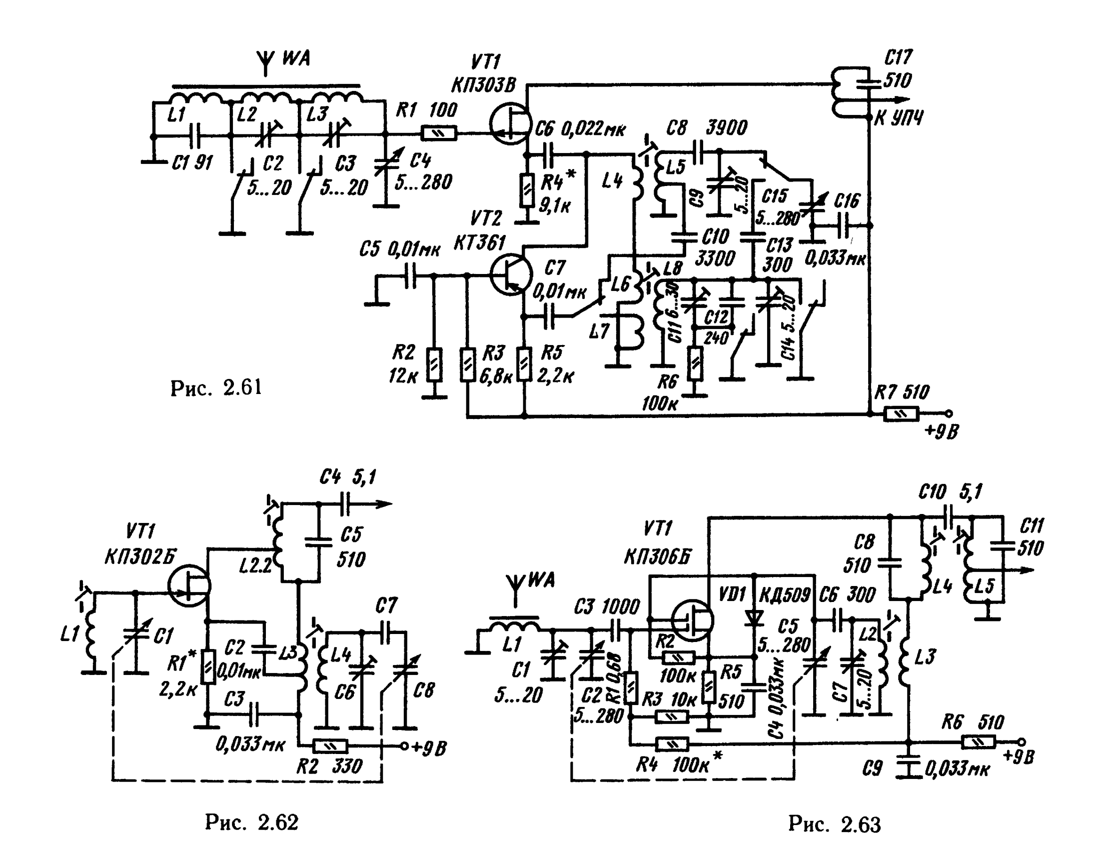


Рис. 2.61

Рис. 2.62

Рис. 2.63

эмиттера в $y^0_{21бт}/y^0_{21пт}$ раз или в несколько раз должен быть увеличен ток стока полевого транзистора по сравнению с током коллектора биполярного транзистора, если позволяют требования к экономичности приемника.

На полевом транзисторе с двумя затворами может быть выполнен преобразователь с совмещенным гетеродином (рис. 2.63). В этом преобразователе входной контур включен в цепь первого затвора, а гетеродинный подключен ко второму затвору. Катушка ОС включена в цепь стока, но она может находиться и в цепи истока, как в предыдущем преобразователе. В зависимости от буквенного индекса примененного транзистора в преобразователе может отсутствовать резистор R4 или быть замкнутым резистор R5. Ими устанавливается оптимальный режим работы смесителя и гетеродина. В гетеродине для получения автоматического смещения на затвор служит диод VD1. Преобразователь хорошо работает до частот 15...20 МГц, на более высоких частотах в диапазоне УКВ начинает сказываться взаимное влияние между входным и гетеродинным контурами из-за емкости монтажа и емкости между затворами транзистора. В этом диапазоне частот целесообразно применять отдельный гетеродин, с контуром которого соединяют второй затвор. Диод VD1 при этом следует исключить.

Нормальная работа преобразователей частоты, кроме выбора соответствующих режимов, зависит от схемы связи смесителя с гетеродином или от схемы включения входных и гетеродинных контуров в совмещенном преобразователе. Например, в преобразователе на рис. 2.59 выходное сопротивление гетеродина должно быть на частоте сигнала относительно большим (50... ...100 Ом), как в схеме на рис. 2.60. Подключение эмиттеров транзисторов VT1 и VT2 (рис. 2.59) к низкоомной катушке связи с контуром гетеродина зашунтировало бы входное сопротивление транзистора VT2 и резко уменьшило бы коэффициент преобразования смесителя. Увеличение сопротивления резистора R1 (рис. 2.60) до 510... ...1000 Ом привело бы к неустойчивости усиления транзистора VT1, включенного по схеме с ОК, и к возможности возникновения паразитной генерации на частоте, определяемой параметрами входного контура.

Включение катушки связи с контуром гетеродина в эмиттерную цепь преобразователя (рис. 2.58) при близкой настройке входного и гетеродинного контуров, например в диапазоне КВ, может привести к уменьшению коэффициента передачи смесителя из-за невозможности подвести напряжение гетеродина необходимой амплитуды к входу транзистора, т. е. к выводам базы и эмиттера. Такие явления исключены в смесителях, выполняемых по балансным схемам. Например, в преобразователе на рис. 2.54 обе части катушки связи с контуром ПЧ для токов гетеродина включены бифилярно и токи в них взаимно компенсируются. Катушку связи в цепи

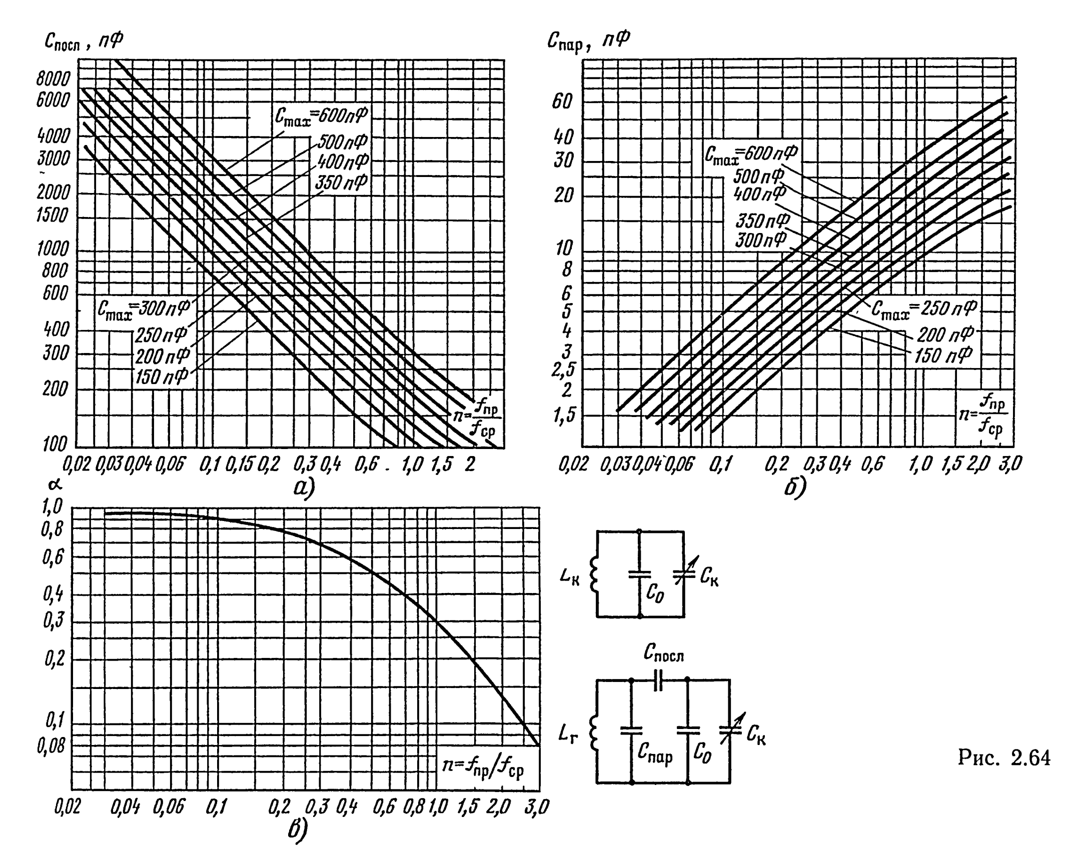


Рис. 2.64

токов гетеродина при этом из рассмотрения можно исключить. При близких значениях частот настройки входного и гетеродинного контуров наиболее простым решением является подведение напряжения сигнала и гетеродина в одну и ту же точку, как это делается, например, в преобразователях блоков УКВ. Из сказанного становится ясным, что входной и гетеродинный контуры в супергетеродинном приемнике должны быть по возможности наиболее точно настроены каждый на свою частоту. Это достигается соответствующим расчетом элементов контуров и предварительной регулировкой их, которая называется сопряжением настроек.

Для расчета сопряжения контуров в супергетеродинном приемнике сначала рассчитывают (см. § 2.1) элементы входных контуров каждого из диапазонов приемника, а затем емкости дополнительных конденсаторов и индуктивности контурных катушек гетеродина по следующей методике.

1. Вычисляют отношение $f_{пч}/f_{ср}$, где $f_{пч}$ — ПЧ; $f_{ср}=0{,}5(f_{max}+f_{min})$; $f_{ср}$, f_{max} и f_{min} — средняя, максимальная и минимальная частоты диапазона. По графику на рис. 2.64, *а* определяют емкость последовательного конденсатора $C_{посл}$ контура гетеродина.

2. По графику на рис. 2.64, *б* находят емкость параллельного дополнительного конденсатора $C_{пар}$ в контуре гетеродина.

3. По графику на рис. 2.64, *в* определяют коэффициент α, выражающий отношение $L_{к.\,г}=\alpha L_{к.\,вх}$ ($L_{к.\,г}$ — индуктивность катушки гетеродина; $L_{к.\,вх}$ — индуктивность катушки входного контура).

Конструктивный расчет катушек контура гетеродина можно выполнить по графику на рис. 2.24.

Этот метод расчета обеспечивает сопряжение контуров в трех точках каждого диапазона. В диапазоне УКВ, где перекрытие по частоте мало ($K_д<1{,}2$), обычно применяется сопряжение в двух точках диапазона.

Частоты сопряжения определяются как

$$f_1=(f_{max}+f_{min})/2-(f_{max}-f_{min})/2\sqrt{2};$$
$$f_2=(f_{max}+f_{min})/2+(f_{max}-f_{min})/2\sqrt{2}.$$

Далее по известной индуктивности входного контура, рассчитанной ранее (см. § 2.1), определяют емкость конденсатора настройки в этих точках

$$C_1=25\,300/(f_1^2\,L_{к.\,вх}) \quad и \quad C_2=25\,300/(f_2^2 L_{к\,вх}).$$

Емкость сопрягающего параллельного конденсатора

$$C_{пар}=(C_1 f_{1г}^2-C_2 f_{2г}^2)/(f_{2г}^2-f_{1г}^2),$$

где $f_{1г}=f_1+f_{пч}$; $f_{2г}=f_2+f_{пч}$.

Индуктивность контура гетеродина рассчитывается (см. § 2.1) с учетом подключения к ранее рассчитанной для входного контура емкости конденсатора настройки $C_{пар}$.

На частотах f_1 и f_2 при регулировке проводят сопряжение входных и гетеродинных контуров.

Сопряжение входных и гетеродинных контуров в двух точках диапазона специфично для блоков УКВ, которые представляют собой, как правило, УРЧ и преобразователь частоты, выполненные в виде конструктивно законченного блока. Такой принцип построения преобразователей частоты для диапазона УКВ диктуется главным образом необходимостью электромагнитной совместимости радиоприемников звукового вещания и другой бытовой аппаратуры (например, телевизоров). Помехи телевизионным приемникам от ПЗВ, работающих в диапазоне УКВ, при неправильном конструктивном выполнении блока УКВ могут достигать недопустимых пределов. Только в миниатюрных ПЗВ, конструкция которых не позволяет выделить преобразователь диапазона УКВ в самостоятельный блок или при применении общего преобразователя частоты для всех диапазонов частот приемника, блок УКВ может отсутствовать.

На рис. 2.65 приведена типичная схема блока УКВ на кремниевых транзисторах.

На рис. 2.66 дана схема блока УКВ, выполненного на микросхеме 175УВ4. Настраиваемый секцией VD1 варикапной матрицы КВС111А входной контур L2VD1.1 через делитель, состоящий из конденсатора С4 и входной емкости транзистора апериодического УРЧ, размещенного в микросхеме, подключен к его входу. Совмещенный преобразователь-гетеродин выполнен на дифференциальной паре транзисторов этой же микросхемы. Контур ФПЧ L5C9 включен в коллекторную цепь одного из транзисторов дифференциальной пары. В коллекторную цепь другого транзистора дифференциальной пары включен контур гетеродина L3C3VD1.2. Обратная связь в гетеродине осуществляется через конденсатор С6, включенный между коллектором одного и базой другого транзисторов дифференциальной пары. Контур L4C10 настроен на ПЧ и не влияет на работу гетеродина; назначение его — повысить коэффициент передачи преобразователя частоты. Напряжения настройки и АПЧ подводятся к обоим диодам варикапной матрицы. Транзистор VT1 служит для электронной коммутации диапазона УКВ.

В приемниках и тюнерах первой и высшей

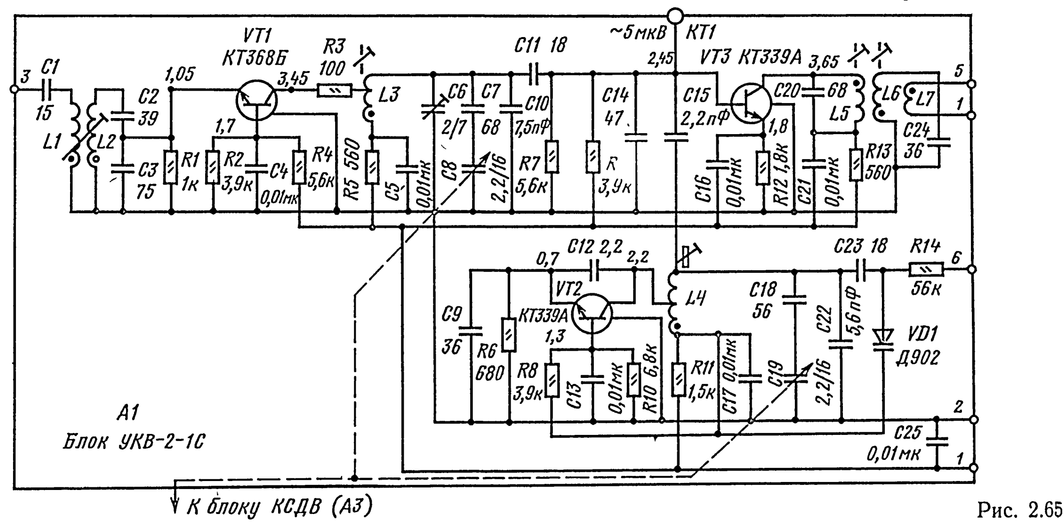


Рис. 2.65

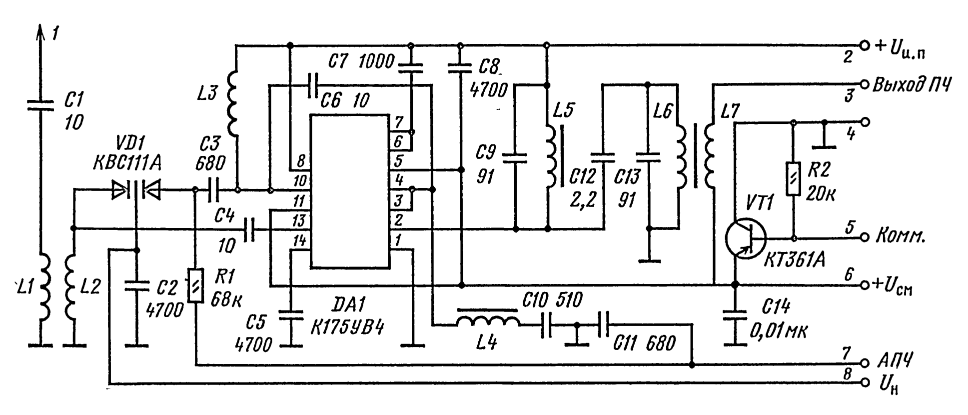


Рис. 2.60

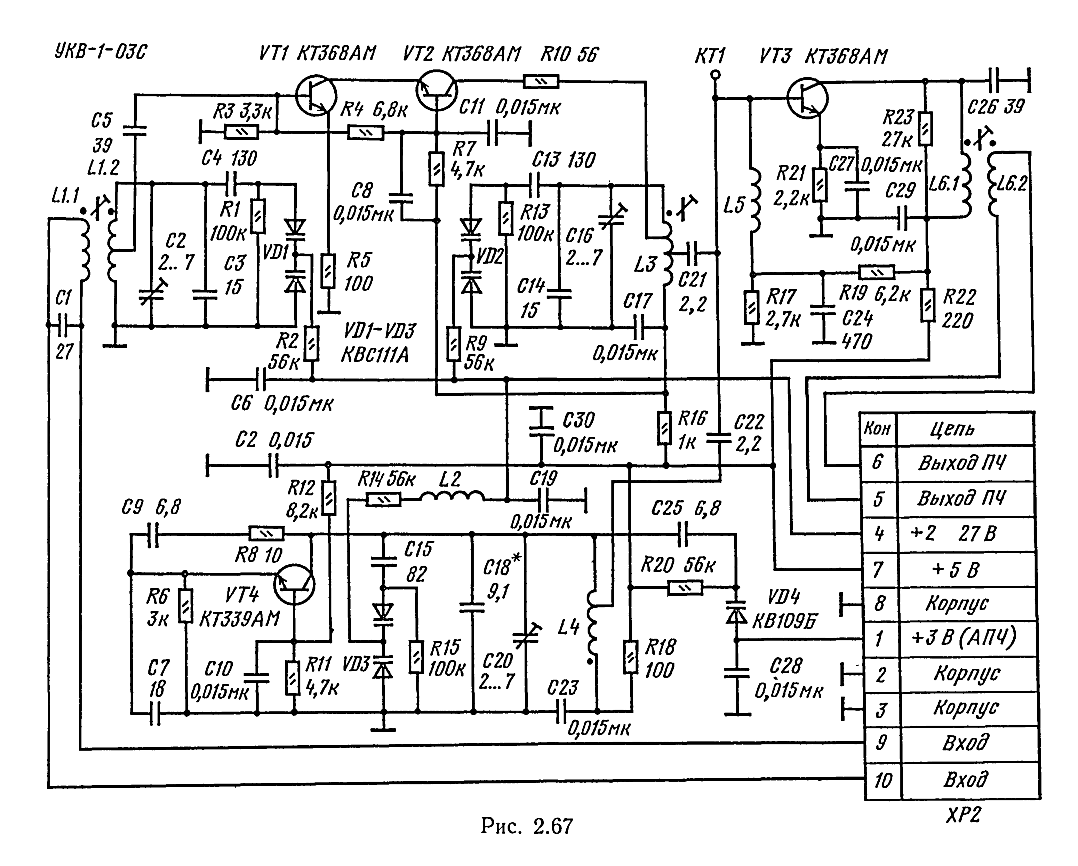


Рис. 2.67

групп сложности, как правило, используются блоки УКВ с применением полевых транзисторов Для повышения селективности в перестраиваемых контурах таких блоков УКВ применяются сдвоенные варикапные матрицы со встречным включением варикапов. Такое включение варикапов уменьшает эффект модуляции емкости сильными сигналами помех и, следовательно, интермодуляционные искажения при приеме.

На рис. 2.67 приведена схема блока УКВ-1-03С, применяемого в ПЗВ первой группы сложности. Он состоит из входной цепи (L1.1, L1.2, C1—C4, VD1); каскодного УРЧ на транзисторах VT1 и VT2, охваченного ООС по току с помощью резистора R5 в эмиттерной цепи VT1; смесителя VT3, включенного по схеме ОЭ, слабо связанного с выходным контуром УРЧ (L3, C14, C16, C13, VD2) через конденсатор C21 и с гетеродином через конденсатор C22, гетеродина на транзисторе VT4, который выполнен по емкостной трехточечной схеме с колебательным контуром L4, C18, C20, C15, VD3. Конденсатор C7 выравнивает напряжение гетеродина при перестройке в пределах диапазона частот (76,5...83,7 МГц). Фильтр ПЧ (10,7 МГц) включен в коллекторную цепь транзистора VT3. Контуры входной цепи, УРЧ и гетеродина перестраиваются в пределах диапазона с помощью варикапных матриц VD1—VD3 управляющим напряжением 2...27 В. Автоподстройка частоты гетеродина обеспечивается включенным в контур гетеродина через конденсатор C25 варикапом VD4. Для включения цепи АПЧ на анод варикапа необходимо подать стабилизированное напряжение 3 В. Напряжение питания блока УКВ 5 В также должно быть стабилизировано Последовательный контур L5C24 настроен приблизительно на ПЧ. Вход и выход блока выполнены симметрично, что позволяет более гибко использовать его в различных конструкциях ПЗВ.

2.3. УПРАВЛЕНИЕ ФУНКЦИЯМИ ПЗВ

Регулировка громкости

В последние годы в относительно сложных ПЗВ применяют электронные регуляторы громкости. Целесообразно их использовать и в качестве регуляторов громкости в ПЗВ более низких групп сложности и в радиолюбительских конструкциях.

Наиболее приемлемыми устройствами регулирования уровня являются аттенюаторы (делители напряжения) на оптронах с использованием фоторезисторов. Сопротивление фоторезистора, зависящее от освещенности, не зависит от подводимого напряжения переменного тока и поэтому не вносит искажений в ослабляемый сигнал. Кро-

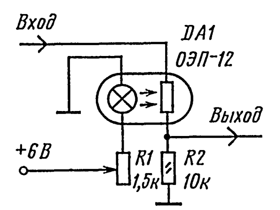


Рис. 2.68

ме того, сопротивление некоторых фоторезисторов может изменяться в широких пределах, обеспечивая диапазон регулировки уровня сигнала 60.. 80 дБ. Фоторезисторы практически не ухудшают отношение сигнал-шум. Простой регулятор громкости может быть выполнен на оптроне ОЭП-12 (рис. 2.68). Лампа накаливания оптронного регулятора на ОЭП-12 потребляет значительный ток, что ограничивает его применение в приемниках с автономным питанием

Значительно экономичнее устройства регулировки уровня на основе транзисторных усилителей, работающих с перераспределением токов. На рис. 2.69 представлено такое устройство Оно может быть выполнено как на дискретных малошумящих транзисторах, так и на микросхемах, имеющих аналогичную структуру, например 198УН1А Коэффициент передачи изменяется от 5 до 0,0025 (66 дБ) при изменении смещения на базе транзистора VT3 от 1,5 до 13 В Максимальное напряжение сигнала не должно превышать 0,25 В, при номинальном напряжении 100 мВ коэффициент гармоник не превышает 1 %, ток потребления не более 2 мА Устройство, обладая коэффициентом усиления около 5, может одновременно служить предварительным УЗЧ.

Более высокими характеристиками обладает электронный регулятор громкости и баланса, каналов в стереофонической аппаратуре на микросхеме DA1 К174УН12 (рис. 2.70). Оба канала

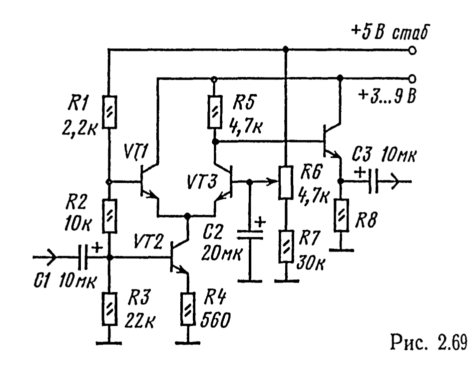


Рис. 2.69

управляются общими органами управления «Баланс» и «Громкость». Кроме них предусмотрен переключатель SA1, в первом положении которого частотная коррекция отключена, во' втором включена стандартная тонкоррекция, а в третьем можно подбирать оптимальную для конкретного помещения и акустических систем тонкоррекцию Диапазон регулировки громкости более 77 дБ, диапазон регулировки баланса каналов более 6 дБ, отношение сигнал-шум при входном напряжении 100 мВ более 52 дБ, коэффициент передачи около 20 дБ, при коэффициенте гармоник не более 0,5 % ток потребления около 40 мА Значительное потребление и довольно высокое напряжение питания ограничивают область применения К174УН12 приемниками с питанием от сети переменного тока. Так как зависимость коэффициента передачи DA1 от управляющего напряжения имеет показательный характер, то для регулировки громкости применяют потенциометры с линейной зависимостью сопротивления от угла поворота оси. Это же обстоятельство позволяет использовать для регулировки электронные устройства с линейным изменением напряжения на выходе, например генератор линейно падающего

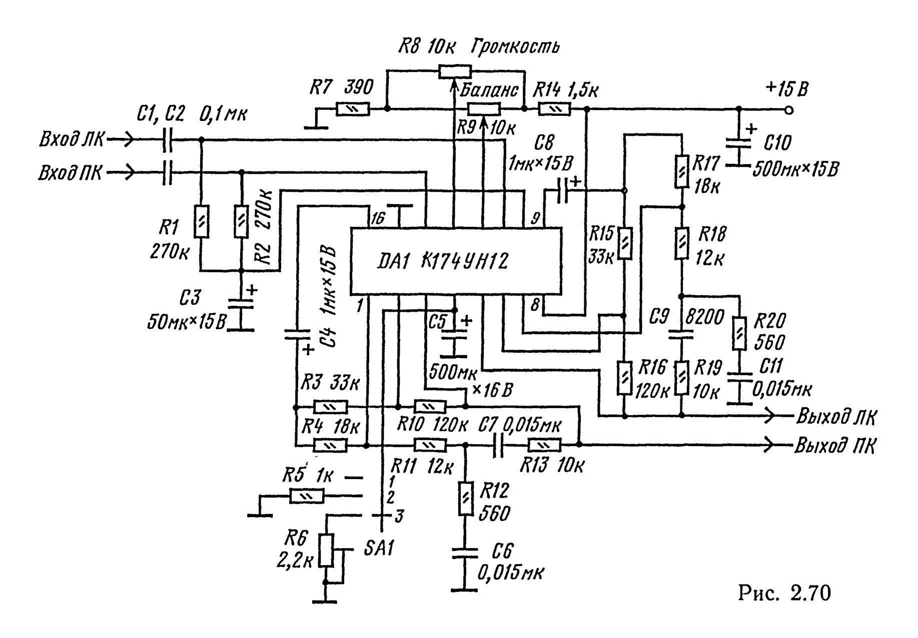


Рис. 2.70

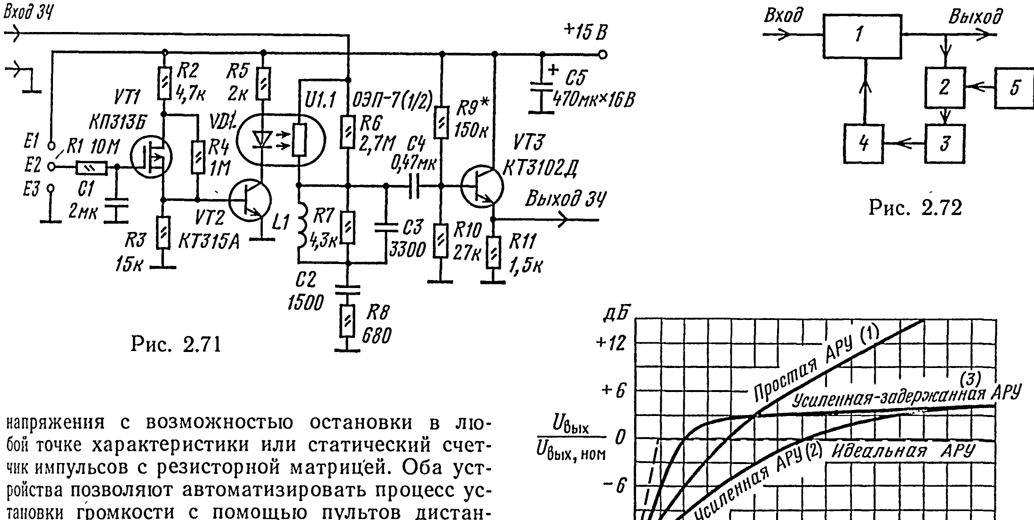


Рис. 2.71

Рис. 2.72

Рис. 2.73

напряжения с возможностью остановки в любой точке характеристики или статический счетчик импульсов с резисторной матрицей. Оба устройства позволяют автоматизировать процесс установки громкости с помощью пультов дистанционного управления.

На рис. 2.71 приведена схема регулятора громкости с сенсорным управлением. Конденсатор C1 с тефлоновым или стирофлексным диэлектриком играет роль ячейки памяти. Изменение напряжения на нем за счет проводимости кожи пальцев оператора приводит к изменению яркости свечения светодиода VD1 и в результате к изменению сопротивления фоторезистора R6 и уровня сигнала на входе транзистора VT3. Резистор R7 определяет начальный уровень громкости. Цепь R8, L1, C3, C2, R9 определяет частотную компенсацию при изменении уровня громкости.

Применение электронных цепей регулировки громкости требует на выходе детекторов ПЗВ постоянного уровня сигнала во избежание перегрузки. Этим целям в приемниках сигналов с АМ служит цепь автоматической регулировки усиления (АРУ).

Цепи АРУ

В цепь АРУ (рис. 2.72) входят тракт усиления РЧ, состоящий из каскадов усиления (1) с изменяемым коэффициентом усиления, детектор (компаратор) (2) уровня несущей частоты сигнала, ФЗЧ (3), исключающий попадание напряжения звуковых частот на регулируемые каскады, и часто дополнительный усилитель (4), включаемый перед детектором (УРЧ) или после него (УПТ). При применении детектора-компаратора в цепь АРУ входит источник опорного напряжения (5).

По регулировочным характеристикам цепи АРУ разделяются на простые (1), усиленные (2), задержанные (3) и комбинированные (рис. 2.73).

Простая цепь АРУ применяется только в приемниках групп сложности 3—4, она обеспечивает изменение уровня сигнала на выходе тракта РЧ в пределах 6 дБ при изменении уровня сигнала на входе не более 26 дБ. В такой цепи АРУ обычно не используется дополнительный усилитель и нет специального детектора АРУ. Для уменьшения влияния АРУ на коэффициент нелинейных искажений общего детекторного каскада в некоторых ПЗВ применяется регулировка рабочей точки детектора (см. рис. 2.44). Управляющее напряжение через RC ФЗЧ в супергетеродинном приемнике с такой цепью АРУ подводится обычно к базе транзистора первого каскада УПЧ или к УРЧ в приемнике прямого усиления (рис. 2.74).

В приемниках более высокого качества, как правило, применяются комбинированные цепи АРУ с задержкой уровня срабатывания и усилением управляющего напряжения. Регулировкой могут быть охвачены каскады УРЧ, преобразователя частот, первые каскады УПЧ, где уровни усиливаемых сигналов относительно невелики и не могут быть искажены из-за изменения режимов транзисторов, применяемых в этих каскадах при регулировке усиления. Однако регулировка усиления в каждом из перечисленных каскадов должна осуществляться так, чтобы не было перегрузки последующих каскадов РЧ сигналом и чтобы по мере его увеличения отношение сигнал-шум увеличивалось. Это возможно только при правильно рассчитанной и отрегулированной це-

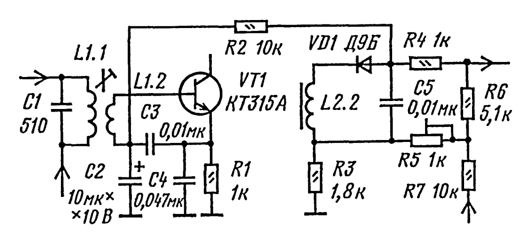


Рис. 2.74

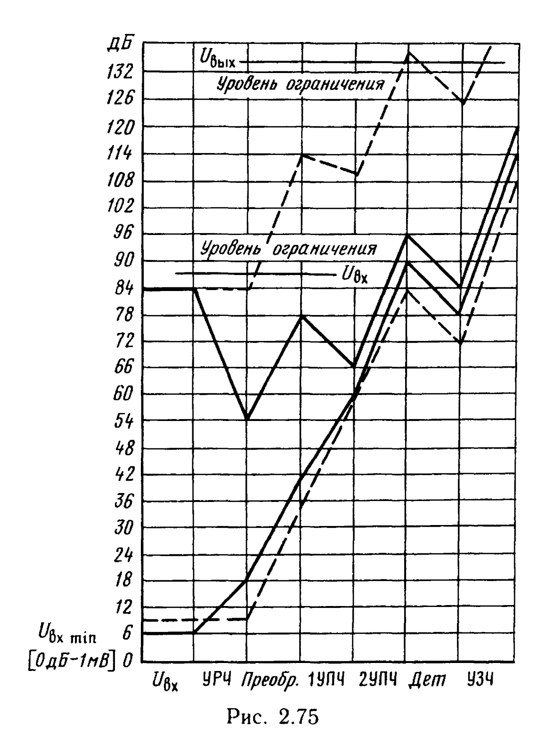


Рис. 2.75

ни АРУ. Если крутизна регулирования в УРЧ будет больше крутизны регулирования в УПЧ, то наряду с сигналом будут усиливаться шумы частотно-преобразовательного каскада. При большей крутизне регулирования в УПЧ возможно ограничение сигнала в УРЧ, как это показано на рис. 2.75. Только правильное распределение усиления по радиотракту при необходимой зависимости усиления каждого из охваченных АРУ каскадов от уровня принимаемого сигнала обеспечивает высокое качество ПЗВ. Наиболее простой из комбинированных цепей АРУ, получивших широкое распространение в отечественных («Сокол-308») и зарубежных ПЗВ, является АРУ по схеме на рис. 2.76.

С выхода общего детектора на диоде VD4 через ФЗЧ (R9C7) управляющее напряжение постоянного тока в положительной полярности подводится к диоду VD2, осуществляющему задержку АРУ, а затем к базе транзистора VT2 регулируемого каскада УПЧ Этот транзистор кроме выполнения своей основной функции — усиления сигнала ПЧ усиливает управляющее напряжение так, что падение напряжения на резисторе R7 уменьшается и ранее закрытый диод VD1, включенный по переменному току параллельно ФПЧ в коллекторной цепи транзистора VT1 частотно-преобразовательного каскада, начинает проводить ток При этом его динамическое сопротивление от 300...500 кОм в закрытом состоянии уменьшается до 0,5...1,5 кОм в открытом, уменьшается резонансное сопротивление ФПЧ L1C2 и, следовательно, усиление частотно-преобразовательного каскада, предотвращая ограничение РЧ сигнала в нем. Эффективность АРУ достигает 40 дБ.

Хорошими регулировочными характеристиками обладает каскад УРЧ, УПЧ или преобразователь частоты, выполненный на двух транзисторах по схеме ОК — ОБ (рис. 2.77). Дифференциальное включение транзисторов VT1 и VT2 по постоянному току обеспечивает эффективное регулирование. Для полного закрывания транзистора VT2 достаточно обеспечить разность напряжений между базами транзисторов в 200 мВ Малая проходная емкость транзистора VT2, включенного по схеме ОБ, позволяет изменять коэффициент передачи сигнала до 60...70 дБ на ПЧ и до 30...40 дБ в зависимости от частоты в УРЧ. Такой каскад содержит мало деталей, не требует блокировочного конденсатора большой емкости в цепи эмиттера и поэтому распространен в качестве основного элемента микросхем (174ХА10, 174ХА2 и др.).

В микросхеме 174ХА10 эффективность действия описанных дифференциальных пар достигает 80 дБ. В ней с помощью дополнительного УПТ регулируются пять каскадов УПЧ и УРЧ

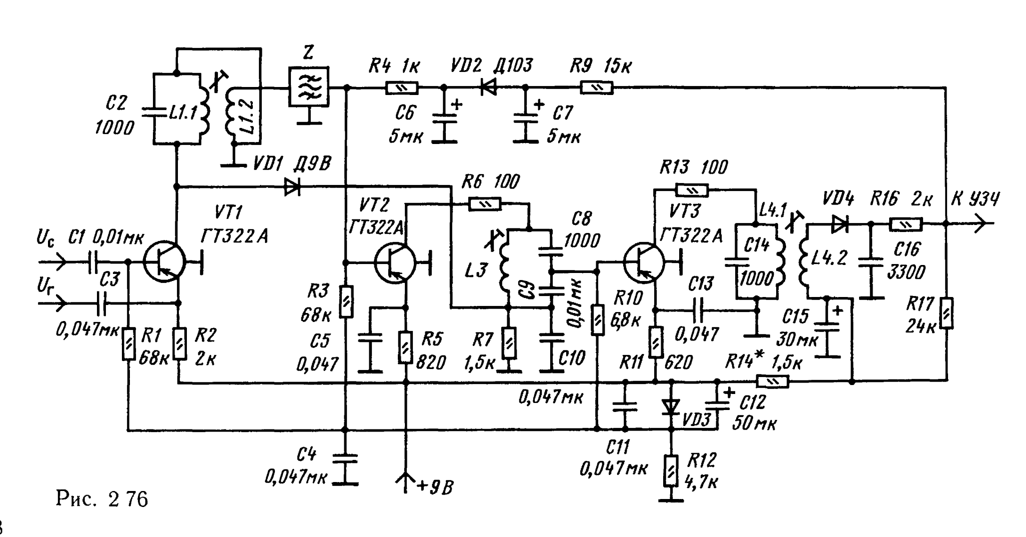


Рис. 2 76

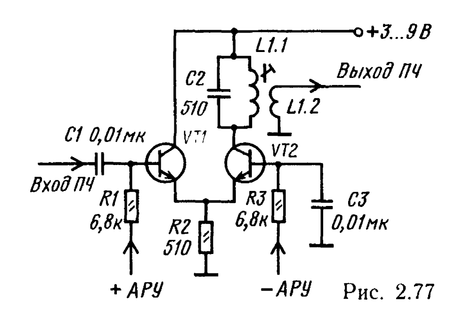


Рис. 2.77

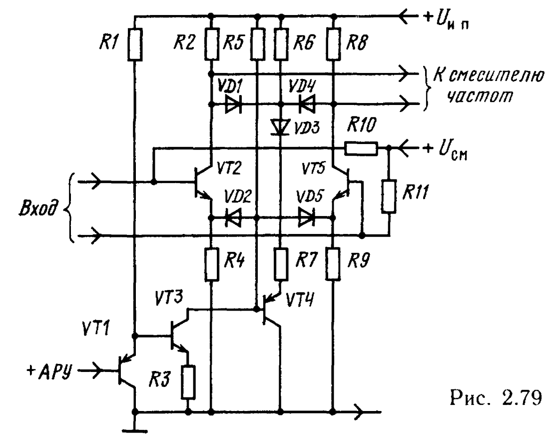


Рис. 2.79

вместе со смесителями и гетеродином. Это приводит к изменению частоты гетеродина, которое практически незаметно в диапазонах СВ и ДВ, но существенно в диапазоне КВ. По этой причине 174ХА10 непригодна для ПЗВ с диапазоном КВ.

Другим эффективным способом регулировки усиления является применение управляемых током или напряжением делителей напряжения на нелинейных или линейных элементах

Примером использования диодного делителя напряжения может служить цепь АРУ в УРЧ приемника «Виктория-Стерео-001» (рис. 2.78). В режиме максимального усиления диод VD1 закрыт, а диод VD2 открыт. Незначительное динамическое сопротивление диода VD2 в цепи эмиттера транзистора VT1 создает неглубокую ООС по току С увеличением напряжения АРУ диод VD1 открывается и шунтирует катушку связи с входным контуром, уменьшая его добротность и, следовательно, уровень входного сигнала Одновременно возрастает динамическое сопротивление диода VD2 и глубина ООС в УРЧ, что позволяет осуществлять неискаженное усиление возросшего напряжения сигнала при существенно уменьшенном коэффициенте передачи.

Другим примером использования управляемых делителей напряжения может служить УРЧ микросхемы 174ХА2 (рис. 2.79). Здесь диоды VD2 и VD5 включены как элементы связи между транзисторами УРЧ VT2 и VT5 и при отсутствии управляющего напряжения на входе УПТ на транзисторах VT1, VT3 и VT4 смещены в прямом направлении. Наоборот, диоды VD1 и VD4 закрыты и не шунтируют резисторы нагрузки R2 и R8 В таком режиме усиление УРЧ максимально При подведении к базе транзистора VT1 напряжения АРУ положительной полярности относительно общего вывода транзистор VT1 начинает закрываться, напряжение на его эмиттере растет и открывает транзистор VT3. Напряжение на его коллекторе падает и начинают закрываться диоды VD2 и VD5. Динамическое сопротивление их увеличивается и уменьшается коэффициент передачи между эмиттером VT2 и эмиттером VT5. Одновременно открываются транзистор VT4 и диоды VD1, VD3 и VD4, которые шунтируют выход УРЧ, дополнительно уменьшая коэффициент усиления. Глубина регулирования получается большой даже на высоких частотах диапазона КВ (около 40 дБ). Благодаря действию ООС в эмиттере VT2 и линеаризирующему действию нелинейной нагрузки (VD1 и VD4) диапазон входных напряжений получается большим: при подаче на вход УРЧ сигнала 0,5 В (против допустимых для транзистора 25 мВ) при глубине модуляции 80 % коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала не превышает 10 %. Наилучший эффект АРУ при применении микросхемы 174ХА2 достигается при двухкольцевой цепи АРУ, в которой напряжения на входы УПТ, УРЧ и УПЧ подаются от разных детекторов.

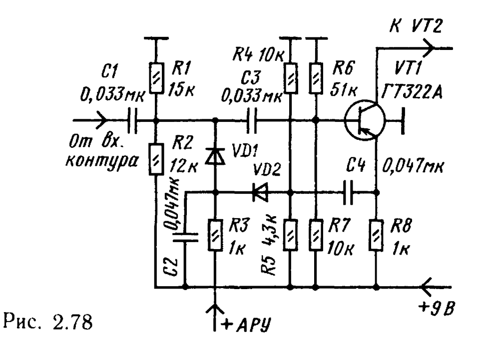


Рис. 2.78

Напряжение на вход детектора АРУ первого кольца снимается с выхода смесителя частот, и регулирование УРЧ начинается при $U_{\text{вх}} \geqslant$ $\geqslant$500 мкВ. Напряжение регулирования УПЧ получают с общего для выходного сигнала и цепей АРУ детектора. В УПЧ используется аналогичная УРЧ схема регулирования усиления, но диоды, шунтирующие нагрузку каждого каскада УПЧ, отсутствуют. Глубина регулирования получается большой благодаря тому, что регулированием охвачены три из четырех каскада УПЧ

Двухкольцевые цепи АРУ при малых уровнях сигнала позволяют реализовать максимальное отношение сигнал-шум и предотвращают перегрузку радиотракта при больших уровнях входного сигнала. Любой сигнал, частота которого попадает в полосу пропускания УРЧ и ФПЧ, с которого снимается напряжение ко входу детектора АРУ первого кольца, ослабляется до уровня, допустимого для нормальной работы последующих каскадов При этом ослабляется и полезный принимаемый сигнал, поэтому порог срабатывания в

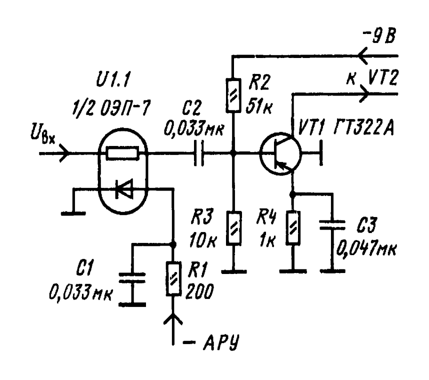


Рис 2.80

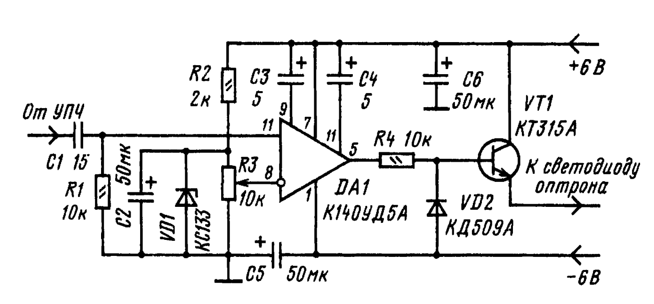


Рис. 2.81

первом кольце АРУ должен быть тщательно отрегулирован так, чтобы АРУ срабатывала только при уровнях сигнала, приводящих без АРУ к перегрузке, а в УРЧ должны быть применены активные элементы, неискаженно усиливающие этот сигнал.

Такими свойствами обладает, например, оптрон на основе фоторезистора. Сопротивление фоторезистора не зависит от уровня подводимого к нему напряжения и изменяется только под воздействием светового потока. На рис. 2.80 приведена схема управляемого делителя на оптроне Фоторезистор, нормально освещенный светодиодом, представляет собой малое сопротивление в цепи сигнала, снимаемого с катушки связи с входным контуром. При срабатывании детектора-компаратора первого кольца АРУ ток через светодиод уменьшается и сопротивление фоторезистора увеличивается, уменьшая уровень сигнала на входе УРЧ

Простой детектор-компаратор может быть выполнен на операционном усилителе К14ОУД5А (рис. 2 81). Такой детектор обладает высокой чувствительностью: для получения полного выходного напряжения противоположного знака достаточно ко входу подвести напряжение 5..7 мВ, что позволяет устанавливать порог срабатывания, например, 100 мВ с погрешностью менее 10 % Для получения на выходе сигнала с обратной зависимостью от входного напряжения выводы 8 и 11 микросхемы DA1 следует поменять местами. Такой детектор-компаратор хорошо сочетается с двухзатворными полевыми транзисторами и может быть использован для создания АРУ в блоке УКВ с УРЧ на полевом транзисторе КП305В (см. рис. 2.63). Он может также использоваться в качестве детектора АРУ для второго кольца, охватывающего УПЧ. Его достоинством является высокая точность установки и поддержания на выходе радиотракта заданного уровня ЗЧ. При применении двухзатворных полевых транзисторов с регулированием по второму затвору транзистор VT1 в схеме на рис 2.81 не нужен, выходное напряжение снимается непосредственно с выхода DA1. Детектор-компаратор работоспособен в широком интервале частот вплоть до УКВ. При использовании детектора-компаратора с микросхемой 174ХА2 на выходе ОУ DA1 следует включить делитель напряжения из R4 и дополнительного резистора с сопротивлением 1...2 кОм. Питание DA1 в этом случае необходимо осуществлять от источника положительной полярности.

Регулировка полосы пропускания

Регулировку полосы пропускания применяют в приемниках высшей и первой групп сложности для улучшения отношения сигнал-помеха в сложных условиях приема. Исключая сложные в механическом исполнении варианты изменения связи между контурами фильтров ПЧ, остановимся на широко распространенных способах изменения полосы с применением варикапов и коммутации фильтров ПЧ.

На рис. 2.82 представлен полосовой трехконтурный фильтр с регулируемой связью между контурами Связь изменяется с помощью напряжения настройки, подводимого к варикапам VD1 и VD2. В более сложных случаях параллельно конденсаторам C1, C3, C6 включают варикапы, компенсирующие уход средней частоты настройки фильтра при изменении емкости варикапов связи.

В высококачественных приемниках в тракте УПЧ применяют два и более пьезоэлектрических фильтров ПЧ с различными полосами пропускания (рис 2.83). Ширина полосы изменяется при этом ступенчато со значениями 6, 9 и 12 кГц.

Некоторое улучшение отношения сигнал-помеха или сигнал-шум в сложных условиях приема дает сужение полосы пропускания УЗЧ. В этом случае на выходе детектора включают LC фильтр или активный RC фильтр с частотой среза 5, 4 или даже 3 кГц. Используют регулятор тембра ВЧ или многополосный регулятор тембра — эквалайзер. Схема активного фильтра с частотой среза 5 кГц, примененного в тюнере SR2410 фирмы RFT (Германия), приведена на рис. 2 84

Наряду с ручной регулировкой полосы пропускания применяется и автоматическая регулировка полосы пропускания как в УПЧ, так и в УЗЧ Пример схемы автоматической регулировки полосы пропускания в УПЧ представлен на рис 2.76 При уровне сигнала на входе, обеспечивающем высокое качество воспроизведения,

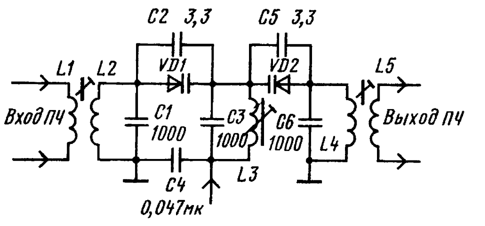


Рис. 2.82

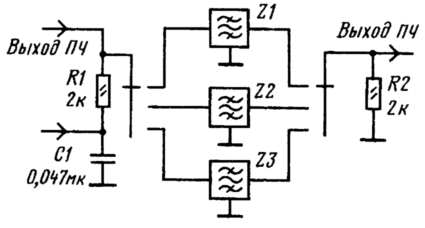


Рис. 2.83

диод VD1 шунтирует контур L1C2, расширяя его полосу пропускания. В УПЧ это не приводит к заметному расширению полосы пропускания, так как она в основном определяется пьезофильтром Z, но в более простых приемниках с тремя-четырьмя контурами ПЧ влияние такого диода имеет большое значение. Можно применять несколько шунтирующих диодов, управляемых аналогичным способом.

Приведенный на рис. 2.82 ФПЧ с изменяемой напряжением полосой пропускания также позволяет применить автоматическую регулировку полосы пропускания, подав в качестве управляющего напряжение АРУ так, чтобы при возрастании уровня входного сигнала с некоторого его значения полоса пропускания ФПЧ расширялась.

Хорошие результаты могут быть получены при применении динамического фильтра, аналогичного применяемым в магнитофонах, перед УЗЧ. Динамический фильтр ФЗЧ с перестраиваемой частотой среза адаптируется к составу сигнала ЗЧ. Если в сигнале не содержатся ВЧ составляющие, частота среза ФЗЧ понижается до 1,5. 1 кГц, если содержатся — расширяется до своего максимального значения 20...50 кГц. Если такой фильтр регулировать напряжением АРУ, то полоса пропускания будет расширяться с ростом сигнала, обеспечивая высококачественное воспроизведение широкополосного сигнала при большом его уровне. Уменьшая уровень шумов при малом уровне сигнала, динамический фильтр повышает чувствительность приемника при заданном соотношении сигнал-шум.

На рис. 2.85 представлена схема динамического фильтра с устройством управления, обеспечивающим его работу в магнитофоне или в приемнике при уровне шума, не превышающем —26 дБ. При использовании его для повышения реальной чувствительности приемника в ущерб качеству воспроизведения на пороге чувствительности управляющее напряжение на вход транзистора VT1 целесообразно снимать с делителя напряжения (установочного потенциометра), подключенного к выходу ОУ детектора-компаратора (DA1 на рис. 2.81). Для повышения эффективности динамического фильтра за счет крутизны среза следует применить два одинаковых звена ФЗЧ.

Управление настройкой ПЗВ

Ручная плавная настройка ПЗВ на радиостанции осуществляется изменением емкости блоков конденсаторов переменной емкости (КПЕ) или блоков катушек переменной индуктивности (КПИ), входящих в соответствующие контуры приемника Ручная плавная настройка осуществляется также с помощью переменных резисторов настройки со специальным законом изменения сопротивления от угла поворота оси при настройке соответствующих контуров ПЗВ варикапами. Ручная дискретная настройка на конкретные радиостанции (фиксированная настройка ФН) осуществляется переключателями (механическими или электронными, сенсорными), непосредственно переключающими фиксированные значения L или C контуров, или потенциометрами при электронной настройке варикапами.

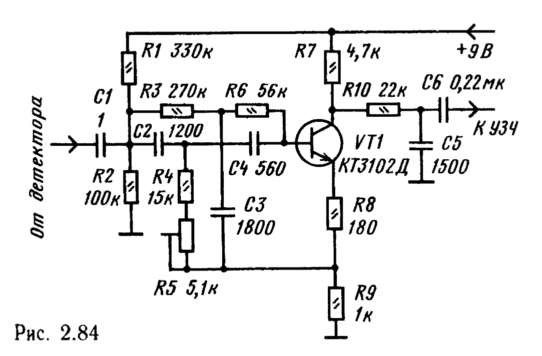


Рис. 2.84

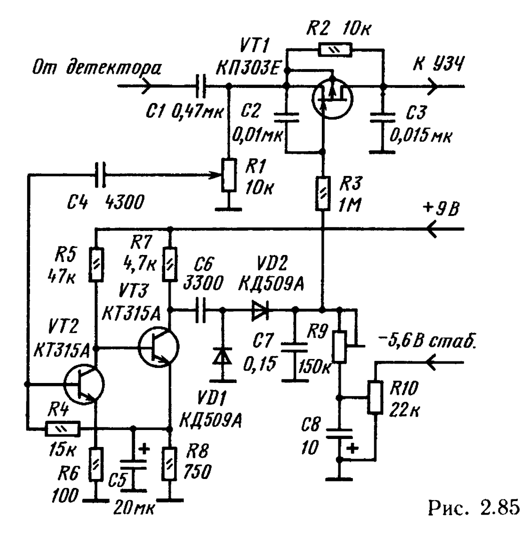


Рис. 2.85

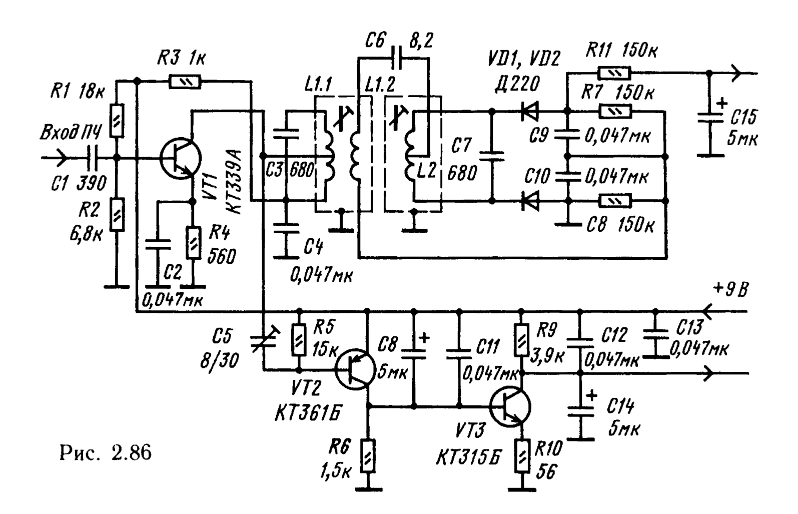


Рис. 2.86

К ручной настройке следует отнести также плавную и фиксированную цифровую настройку, при которой с помощью цифровых устройств изменяется частота настройки ПЗВ или запоминаются цифровые коды, соответствующие настройкам на конкретные радиостанции.

При плавной ручной, дискретной ручной или цифровой ручной настройке применяется АПЧ, исключающая возможную неточность настройки, проявляющуюся в течение времени из-за старения элементов контуров или их температурной нестабильности. Наибольшее распространение АПЧ получила в приемниках диапазона УКВ, где нестабильность настройки проявляется в наибольшей степени и где имеется частотный детектор, на выходе которого кроме напряжения ЗЧ при неточной настройке на несущую частоту радиостанции появляется постоянное напряжение, соответствующее расстройке по значению и по знаку. Это напряжение используется в качестве управляющего для воздействия на частоту гетеродина приемника посредством управляемого напряжением реактивного элемента контура. В качестве такого элемента обычно применяется варикап, входящий в контур в качестве элемента настройки, или дополнительный варикап, используемый специально для целей подстройки частоты. Управляющее напряжение и напряжение ЗЧ разделяются обычно ФЗЧ из элементов RC. Постоянная времени ФЗЧ должна быть не менее 0,05. .0,1 во избежание уменьшения уровня низкочастотных составляющих в спектре ЗЧ на счет ООС по частоте при демодуляции ЧМ сигналов. Элементы цепей АПЧ приведены на рис. 2.48—2.52, детекторы ЧМ на рис. 2.65—2.67 (блоки УКВ с АПЧ)

В последнее время в приемниках высоких групп сложности АПЧ применяется и в диапазонах ДВ, СВ и КВ при приеме сигналов с AM. В этом случае в ПЗВ входит дополнительный частотный детектор, работающий на ПЧ 465 кГц и применяемый только для АПЧ. Пример такого детектора с дополнительным УПЧ (применен в приемнике «Салют-001») приведен на рис. 2.86. Дополнительный усилитель на VT1 применяется также для получения усиленной АРУ. В цепи АРУ используются транзисторы VT2 — детектор АРУ и VT3 — УПТ. Частотный детектор АПЧ выполнен на диодах VD1 и VD2 с фазовращателем C6L1.2L2C7. Постоянная времени ФЗЧ R11C15 составляет 0,75 с.

Управляющее напряжение АПЧ во многих случаях подводится только к управляющему элементу в контуре гетеродина, что допустимо в случаях, когда полоса пропускания преселектора достаточно широкая и он не ослабляет сигнал при крайних значениях частоты гетеродина, получаемых за счет воздействия АПЧ на управляющий элемент. При узкополосном преселекторе управляющее напряжение необходимо подводить ко всем перестраиваемым контурам (рис. 2.66).

Кроме цепей АПЧ в современных ПЗВ, особенно часто в автомобильных, используется автоматическая настройка (АН) на принимаемые радиостанции. Наиболее просто АН может быть осуществлена в приемниках с электронной аналоговой или цифровой настройкой. В первом случае необходимо ввести в приемник генератор поиска. На рис. 2.87 приведена схема генератора поиска с ручным управлением. Нажатием кнопок SB1 или SB2 заряжают или разряжают конденсатор C1. При этом возрастает или уменьшается напряжение настройки $U_н$ на выходе генератора, которым приемник перестраивается в пределах выбранного диапазона. После настройки на радиостанцию на выходе детектора ЧМ появляется управляющее напряжение АПЧ, переводящее интегратор на транзисторе VT1 в режим слежения, и дальнейший поиск прекращается.

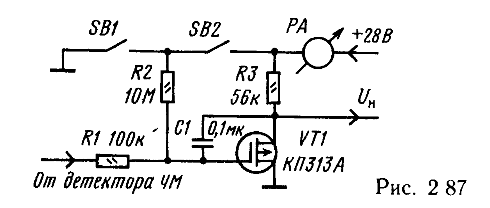


Рис. 2 87

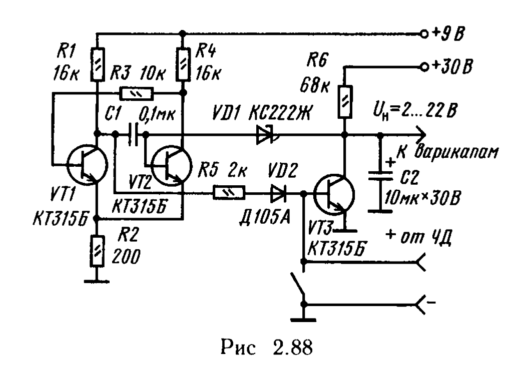


Рис 2.88

При выключении работающей радиостанции приемник самостоятельно настраивается на следующую, расположенную выше по шкале частот. Микроамперметр PA является шкалой настройки ПЗВ. После настройки на максимальную частоту диапазона генератор поиска прекращает свою работу и требует вмешательства оператора для перестройки на следующую радиостанцию, расположенную ниже по частотной шкале, или на самую низкую частоту диапазона нажатием кнопки SB2.

На рис. 2.88 представлена схема генератора поиска, обеспечивающая автоматический возврат настройки ПЗВ на нижнюю граничную частоту диапазона. Вмешательство оператора в процесс настройки осуществляется нажатием кнопки, которая, замыкая цепь АПЧ, заставляет генератор осуществлять дальнейший поиск радиостанций. Здесь, как и в предыдущей схеме, в разрыв цепи питания 30 В может быть включен микроамперметр на 500 мкА в качестве индикатора частоты настройки ПЗВ.

В последнее время широкое распространение получили цифровые генераторы поиска, вырабатывающие ступенчатое напряжение настройки с шагом, гарантирующим точную настройку на каждую радиостанцию в диапазонах частот, принимаемых приемником. Функциональная схема одного из таких устройств приведена на рис. 2.89. Счетчик импульсов на экономичных триггерах серии 176 заполняется импульсами от вспомогательного генератора частотой 1...10 Гц. Выходные напряжения складываются на резистивной матрице и создают ступенчато изменяющееся напряжение сравнительно небольшого уровня, которое усиливается до необходимого для настройки значения масштабным усилителем на основе ОУ, охваченного отрицательной ОС по постоянному току. Кнопками SB2 и SB3 осуществляется поиск радиостанций в ручном (SB2) или автоматическом (SB3) режиме настройки. Кнопкой SB1 устройство переводится в начальное состояние («Сброс»). Наличие масштабного усилителя, питаемого от источника напряжения настройки, обычно получаемого от преобразователя напряжения, позволяет питать остальные элементы устройства от первичного источника напряжения питания приемника через стабилизатор, исключающий влияние на настройку снижения напряжения батарей в процессе их использования, не снижая КПД высоковольтного преобразователя.

Существенный недостаток устройств АН описанных типов — сравнительно низкая точность гарантируемой настройки на заданную частоту. Даже получение гарантируемой точности установки заданной ступеньки напряжения в цифровом генераторе поиска не гарантирует точную настройку приемника на частоту радиостанции при использовании фиксированной настройки в приемнике. Предлагаемые устройства, например, не могут быть использованы в диапазоне КВ, где плотность настройки велика, а точность настройки мала. Автоматическая подстройка частоты может «захватить» соседнюю с желаемой радиостанцию, особенно если уровень ее сигнала больше. Гарантированную настройку в этом случае может обеспечить только приемник с гетеродином на основе синтезатора частот с кварцевой стабилизацией опорной частоты. Напротив, в диапазоне УКВ в случае, если плотность настройки мала, АПЧ с генератором поиска в небольших пределах может гарантировать достаточно точную настройку на радиостанцию и при относительно невысокой стабильности частоты гетеродина. Во избежание получения излишне большой полосы захвата цепи АПЧ на нижнем конце диапазона частот выходное напряжение частотного детектора следует подключать последовательно с напряжением питания потенциометров настройки или питать их через усилитель АПЧ так, как это показано на рис. 2.90 Включение потенциометров настройки в две параллельные группы позволяет избежать «мертвых» точек в настройке на радиостанции. Переключение фиксированных настроек можно осуществлять сенсорными и квазисенсорными переключателями, которые, хотя и усложняют изготовление приемников, значительно повышают надежность переключения, особенно в

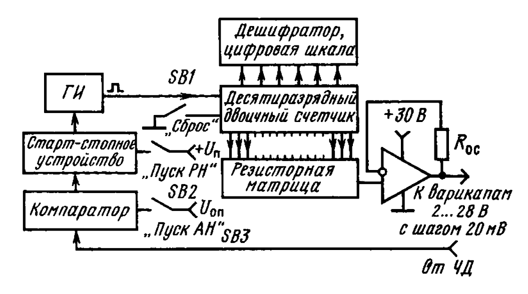


Рис. 2.89

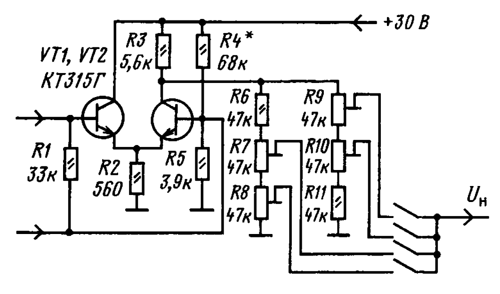


Рис. 2.90

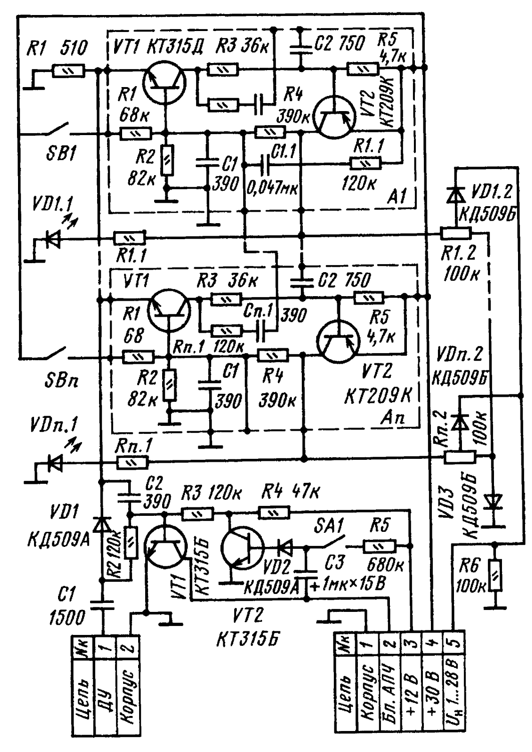


Рис. 2.91

процессе многолетней эксплуатации ПЗВ. Это объясняется в первую очередь нетребовательностью электронных переключателей к контактным сопротивлениям пусковых кнопок или к поверхностному сопротивлению кожи пальцев оператора, а также наличием индикатора включения сенсора в желаемое положение.

На рис. 2.91 приведена схема двух ячеек (первой A1 и последней An) квазисенсорного переключателя. Каждая ячейка состоит из триггера на транзисторах разной проводимости, наличие связи между эмиттерами первых транзисторов ячеек превращает квазисенсорный переключатель, состоящий из п-ячеек, в п-фазный триггер. Включение любой из ячеек в рабочее состояние выключает из него все остальные ячейки и, кроме того, благодаря последовательным связям между ячейками через конденсаторы C3 обеспечивает поочередное последовательное включение ячеек при подведении к входу дистанционного управления ДУ положительных импульсов. В последней ячейке An нет цепи C1.1, R1.1, осуществляющей режим «предпочтения» включения первой ячейки при включении питания приемника. Ждущий мультивибратор на транзисторах VT1 и VT2 вырабатывает импульс выключения АПЧ во избежание ложных настроек при переключении программ. Диод VD3, включенный последовательно с резисторами настройки R1.2—Rn 2, служит для температурной компенсации изменений напряжения настройки, которые вносят диоды VD1.2—VDn.2. Светодиоды VD1.1—VDn.1 индицируют включенную ячейку. Включение ячеек осуществляется кратковременным нажатием кнопок SB1.1—SBn.1. Переключатель SA1 служит для выключения АПЧ при предварительной настройке приемника на радиостанции.

Вспомогательные устройства

К вспомогательным относятся устройства бесшумной настройки, индикаторы точной настройки и уровня принимаемого сигнала, таймерные устройства для выключения приемника через определенное время после включения или для включения и выключения в заданное время, преобразователи напряжения для варикапов настройки. Устройства бесшумной настройки (БШН) исключают шумы в процессе перестройки приемника с программы на программу или блокируют шумы в тех случаях, когда радиостанция, на которую был построен приемник, прекращает работу.

Устройство БШН состоит из управляющего каскада и собственно устройства, блокирующего шумы в УЗЧ или на его входе (выходе детекторного каскада). На рис. 2.92 приведена схема устройства БШН для УКВ приемника ЧМ. Управляющее устройство выполнено в виде дополнительного УПЧ на транзисторе VT1, детектора на диоде VD1 и УПТ на транзисторе VT2. Устройство блокировки сигнала на выходе детектора ЧМ ПЗВ собрано на транзисторе VT3. При отсутствии сигнала ПЧ транзистор VT3 открыт напряжением питания через резисторы R7, R8 и R10 и работает как ключ, замыкающий выходное напряжение детектора ЧМ, поступающее через резистор R11 и конденсаторы C7 и C8 на вход предварительного УЗЧ. При достижении сигналом ПЧ достаточного уровня он детектируется диодом VD1 и открывает ранее закрытый транзистор VT2, который, замыкая напряжение смещения, закрывает ключ VT3 и дает возможность выходному сигналу детектора ЧМ поступить на вход УЗЧ. Устройство БШН выключается при замыкании напряжения смещения VT3 на общий провод. Уровень срабатывания регулируется установочным резистором R8.

Возможны различные модификации устройств БШН: управление высокочастотными составляющими шума, напряжением АРУ; применение ключей на полевых транзисторах, аналогичных применяемым в динамических шумоподавителях; управление напряжением питания предварительных УЗЧ и т п. Однако все они подобны друг другу и могут быть спроектированы на основе приведенных схем.

Для индикации точной настройки на радиостанцию кроме общеизвестных измерительных приборов — микроамперметров, схемы включения которых приведены на рис. 2.93 и 2.94, в последнее время широко применяют светодиодные и катодно-люминесцентные индикаторы настройки. В зависимости от желаемого эффекта индикаторы на светодиодах могут работать по минимуму или по максимуму свечения, по изменению цвета свечения или одновременно по всем указанным параметрам. На рис 2.95 приведены схемы

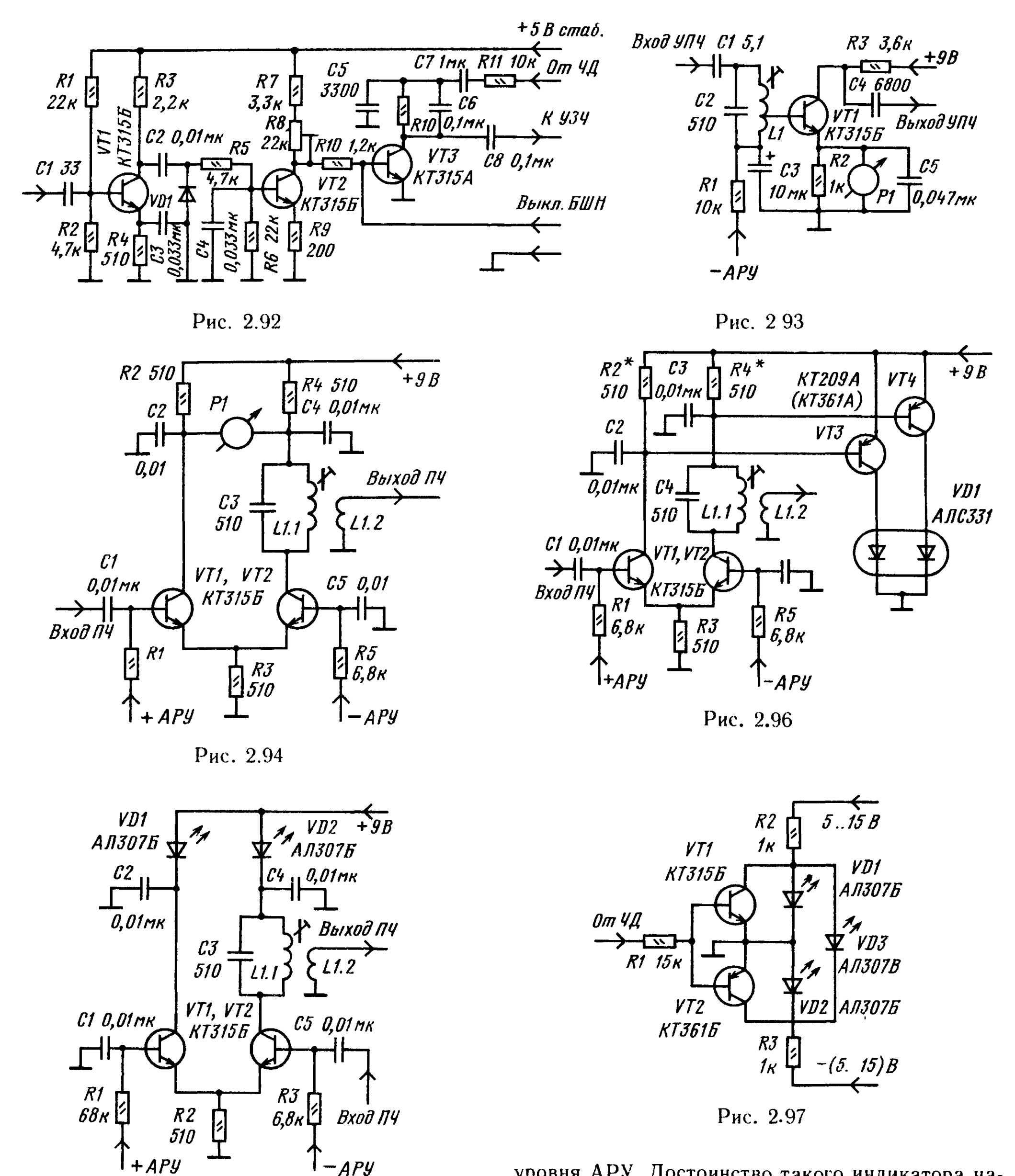


Рис. 2.92

Рис. 2.93

Рис. 2.94

Рис. 2.96

Рис. 2.95

Рис. 2.97

каскада УПЧ, охваченного АРУ с помощью вспомогательного транзистора VT2 Светодиод при включении в коллекторную цепь VT2 индицирует точность настройки по максимуму свечения, при включении в коллекторную цепь VT1 — по минимуму.

На рис 2.96 приведена схема включения светодиодной матрицы VD1, которая изменяет цвет с зеленого на красный или наоборот (в зависимости от включения ее анодов) при изменении уровня АРУ Достоинство такого индикатора настройки в том, что он светится всегда, играя роль индикатора включения приемника.

Для индикации точной настройки приемника ЧМ сигналов с частотным детектором в виде дискриминатора или дробного детектора пригоден индикатор, схема которого приведена на рис. 2.97. В этом индикаторе при отсутствии напряжения на входе светится диод VD3 зеленого свечения. При увеличении напряжения на входе светится диод VD2, а при уменьшении (относительно нуля) — VD1. Такой индикатор не только характеризует степень расстройки, но и ее направление, облегчая оператору восстановление настройки приемника Чувствительность индика-

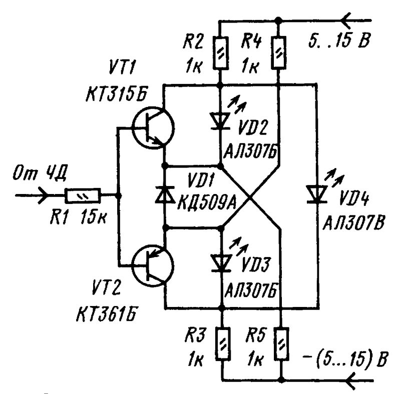


Рис. 2.98

тора ±0,7 В Увеличить чувствительность индикатора можно, выполнив его по схеме на рис. 2.98. При отсутствии светодиодов с различным цветом свечения вместо светодиода с зеленым цветом свечения можно применить светодиод красного свечения, включенный последовательно с обычным кремниевым маломощным диодом. Аналогично можно поступить, если имеются светодиоды только зеленого (или любого иного) цвета свечения. Сопротивления резисторов R2, R3 и R4, R5 соответственно на схемах рис. 2.97 и 2.98 зависят от напряжений источников питания и должны выбираться так, чтобы ток через светодиоды не превышал допустимого значения и был равен выбранному по условиям экономичности.

К вспомогательным устройствам ПЗВ с электронной настройкой относятся преобразователи напряжения для управления варикапами настройки Такие преобразователи должны быть экономичными и не должны создавать помех радиоприему. Наиболее экономичным преобразователем напряжения является генератор напряжения прямоугольной формы с двухполупериодным выпрямителем или умножителем напряжения Схема такого преобразователя приведена на рис 2.99. Применение стабилизатора на входе преобразователя развязывает его по цепям питания с приемником и предотвращает проникновение радиопомех в цепи питания ПЗВ. Использование экономичной микросхемы DD1 К176ЛА7 (можно также использовать К176ЛЕ5 и 176ЛА9) позволяет получить ток потребления не более 2 мА

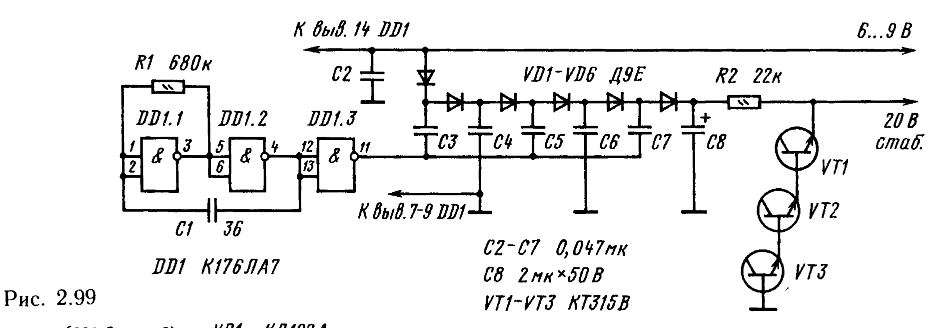


Рис. 2.99

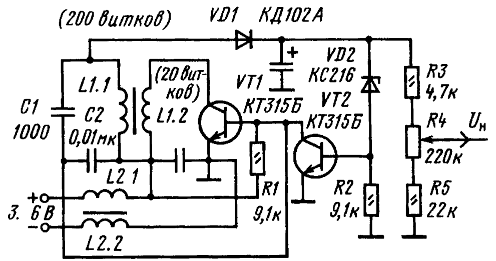


Рис. 2.100

Хорошие результаты могут быть получены с генератором синусоидальных колебаний. Преобразователь по схеме на рис. 2.100 позволяет получать достаточное для современных варикапных матриц напряжение настройки при нижнем значении питающего напряжения 1,8 В при токе потребления около 2,5 мА. Стабильность напря-

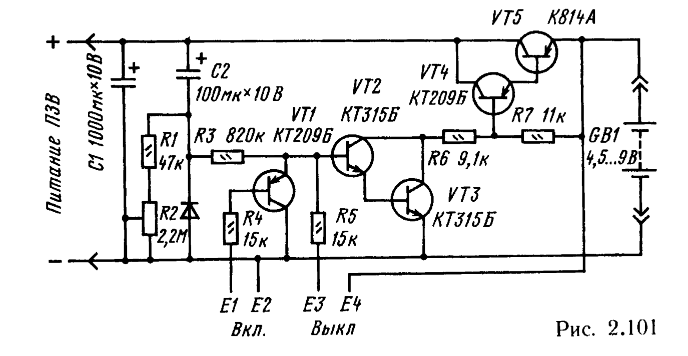


Рис. 2.101

жения на выходе преобразователя сохраняется в интервале входных напряжений от 2 до 6 В.

В ПЗВ с питанием от батарей находят применение таймеры, которые в режиме «Сон» выключают приемник через определенное заданное время. На рис. 2.101 приведена схема таймера с сенсорным включением и автоматическим (или сенсорным) выключением ПЗВ через промежуток времени от 5 с до 30 мин. При токе потребления ПЗВ, превышающем 10 мА, вместо транзистора VT5 (КТ209Б) следует включить транзистор КТ814Б Для нормальной работы сенсорных переключателей расстояние между металлическими сенсорными пластинами E1 и E2, E3 и E4 не должно быть более 0,8 мм.

Диапазонно-кварцевая стабилизация частоты настройки

Транзисторные автогенераторы, используемые в ПЗВ в качестве гетеродинов, при стабилизации их напряжения питания позволяют получить достаточно высокую стабильность частоты колебаний, значительно превышающую точность установки частоты. Шкально-верньерные устройства, применяемые в ПЗВ, не обеспечивают беспоисковой настройки на частоту желаемой радиостанции даже в диапазоне СВ. Эти обстоятельства вынуждают конструкторов ПЗВ в высококлассных моделях приемников применять принципы диапазонно-кварцевой стабилизации частоты, которые обеспечивают гарантированную настройку на любую частоту работающей или не работающей в данное время радиостанции. В таких приемниках в качестве гетеродинов применяются синтезаторы частот.

Желаемую частоту настройки можно получить с помощью нескольких операций: умножения и деления частоты, смещения различных частот. Исходной частотой для синтеза частоты настройки является частота высокостабильного (обычно кварцевого) опорного генератора. В зависимости от принципа построения синтезатора может быть реализован тот или иной частотный растр (шаг изменения частоты), та или иная степень чистоты выходного колебания (наличие побочных составляющих в спектре выходного колебания), возможность ручной или электронной установки и индикации частоты.

Синтезаторы по принципу построения подразделяются на синтезаторы с прямым и косвенным частотным синтезом В синтезаторах с прямым синтезом используется фильтровый способ выделения необходимых, кратных через коэффициенты деления и умножения опорной частоте, частот, которые суммируются или вычитаются и опять дополнительно фильтруются. Существенными недостатками синтезаторов такого типа являются: необходимость в большом числе переключаемых или перестраиваемых полосовых фильтров и высокие требования к их свойствам. Автоматизировать процесс настройки синтезаторов удается с большим трудом и дополнительными затратами на устройства автоматизации. Спектр выходного сигнала таких синтезаторов, даже при сложных

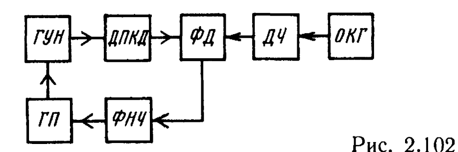


Рис. 2.102

устройствах фильтрации, содержит много побочных составляющих с относительно большим уровнем. В современных ПЗВ такие синтезаторы не применяются.

Синтезаторы с косвенным синтезом могут быть построены на основе синтезаторов с прямым синтезатором добавлением к ним гетеродина, охваченного ФАПЧ. Наличие в кольце ФАПЧ ФНЧ и фильтрующее действие колебательного контура гетеродина позволяют получить малый уровень побочных излучений.

Наилучшими потребительскими свойствами обладают синтезаторы с косвенным синтезом, построенные на основе цифровых делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД). В таких синтезаторах нет фильтрующих перестраиваемых полосовых фильтров — всю фильтрацию осуществляет цепь ФАПЧ Частота гетеродина устанавливается изменением коэффициента деления ДПКД. Кольцо ФАПЧ разрывается, и с помощью генератора поиска (ГП) перестройкой генератора, управляемого напряжением (ГУН), отыскивается новое значение частоты гетеродина, кратное через коэффициент деления ДПКД частоте кварцевого опорного генератора (ОКГ). На рис. 2.102 приведена функциональная схема, поясняющая описанный принцип построения синтезатора (здесь ДЧ — делитель частоты с постоянным коэффициентом деления).

Применение программируемых ДПКД позволяет автоматизировать процесс настройки ПЗВ, построенного на основе такого синтезатора, с помощью микропроцессорного управляющего устройства. При этом появляются широкие возможности по программному управлению приемником: входящий в микропроцессорное управляющее устройство таймер может осуществлять включение и выключение приемника в заданное заранее время, одновременно настраивая приемник на заданную для данного времени частоту, запоминающее устройств управления может мгновенно зафиксировать частоту настройки на любую радиостанцию и хранить ее в памяти на протяжении длительного времени (при условии постоянно включенного напряжения питания), позволяя использовать принцип цифровой фиксированной настройки.

Применение в синтезаторе частот преимущественно элементов электронной цифровой схемотехники позволяет осуществить миниатюризацию при создании синтезатора, выполнить его в виде одной микросхемы. Примером такого синтезатора является КР1015ХК2.

На рис. 2.103 представлена функциональная схема однокристального синтезатора частот с цифровым управлением. Информация о необходимой частоте настройки вводится в приемный регистр I в виде двоичного кода. Она переписывается в буферный регистр II, который управляет

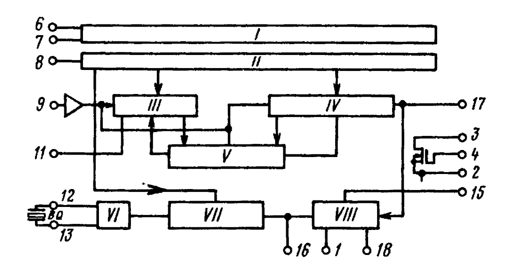


Рис. 2.103

поглощающим счетчиком III, делителем с переменным коэффициентом деления IV и опорным делителем VII, который делит до частоты сравнения частоту опорного генератора VI. Полевой транзистор в составе частотно-фазового дискриминатора VIII образует ФНЧ (интегратор) с постоянной времени, достаточной для подавления сравниваемых частот. Логический блок управления V обеспечивает правильную работу поглощающего счетчика и ДПКД, исключая ложные настройки внешних по отношению к ГУН, и делителя p/(p+1), отключает частотно-фазовый дискриминатор в режиме перестройки и осуществляет другие функции.

Предельные коэффициенты деления счетчика 1. 127 и ДПКД 16...4095, фиксированные коэффициенты деления опорного делителя 1024 и 2560. Микросхема КР1015ХК2 может работать в интервале напряжений питания 4,5...5,5 В (в пределе 3...9 В) и потребляет при этом в зависимости от частоты на входе ДПКД менее 10 мА. Частота кварцевого резонатора должна быть равна 6 МГц; частота на входе ДПКД — не более 6 МГц. Поэтому в диапазонах частот более 6 МГц синтезатор следует дополнять внешним делителем. Размах входного сигнала ДПКД должен быть не менее 0,4 В. Частота синхроимпульсов для записи информации в приемный регистр должна быть не более 50 кГц Напряжение ВЧ сигнала от ГУН (гетеродина приемника) на вход ДПКД или внешнего делителя необходимо подавать через буферный каскад. Блокировка питания КР1015ХК2 должна обеспечивать подавление напряжений различных частот, образующихся внутри микросхемы при ее работе, во избежание появления внутрисистемных помех приему.

2.4. СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЙ ПРИЕМ

Требования к радиотракту стереофонического ПЗВ

Стереофонические передачи ведутся в СНГ по системе с полярной модуляцией (ПМ) в диапазоне УКВ. Полярная (двухсторонняя) модуляция осуществляется на вспомогательной поднесущей ультразвуковой частоты (ПНЧ) 31,25 кГц. Поднесущая модулируется сигналом звуковой частоты так, что ее положительные полуволны несут в своей огибающей информацию канала А (левого), а отрицательные — канала В (правого). Предварительно обработанный для совместимости с монофоническими приемниками комплексный стереофонический сигнал (КСС) имеет следующие параметры: частичное подавление поднесущей частоты 14 дБ (5 раз) при добротности режекторного фильтра 100; постоянная времени цепей предыскажений 50 мкс; полоса частот 30 Гц...46,25 кГц. Ширина занимаемой сигналом полосы частот на выходе передатчика составляет 150...160 кГц.

В соответствии с указанными параметрами полоса частот тракта УПЧ стереофонического приемника должна быть не менее 160 кГц, а стереодекодер должен подключаться к выходу частотного детектора до цепи коррекции предыскажений Нелинейные искажения в приемниках ЧМ зависят от нелинейности ФЧХ полосы пропускания тракта ПЧ При построении тракта ПЧ с рассредоточенной селекцией изменение уровня сигнала приводит к изменению суммарной резонансной характеристики УПЧ, а следовательно, и ФЧХ Поэтому целесообразно строить тракт УПЧ стереофонического ПЗВ с сосредоточенной селекцией сигнала на малых его уровнях (сразу за преобразованием частоты) и применять пьезокерамические фильтры на ПАВ, например ФП1П-049. Для неискаженного стереоприема в УПЧ должна хорошо подавляться паразитная АМ во всем диапазоне модулирующих частот КСС. Важно, чтобы резонансная кривая УПЧ была симметричной относительно несущей частоты, в противном случае паразитная АМ переходит в паразитную ЧМ, от которой избавиться невозможно. В стереофонических приемниках высоких групп сложности за частотным детектором целесообразно применять предварительный УЗЧ, обеспечивающий подъем АЧХ на верхних частотах КСС, а полосу пропускания детектора расширять до 0,6...1 МГц при малой добротности входящих в него колебательных контуров.

Для выяснения причин искажений при стереоприеме в приемниках высших групп сложности применяют индикаторы уровня принимаемого сигнала и индикаторы многолучевости распространения радиоволн, от которых в значительной степени зависят искажения принимаемых стереопрограмм.

Стереодекодеры

Возможны три способа декодирования полярно-модулированного колебания (ПМК):

детектирование огибающей (полярное детектирование);

декодирование с разделением спектров (суммарно-разностное преобразование);

детектирование временны́м разделением стереосигналов (временно́е стробирование ПМК).

Наибольшее распространение в настоящее время получил второй способ, а в недалеком будущем основным ста́нет третий способ, гарантирующий высокое ка́чество получаемых стереосигналов и не требующий применения катушек, а следовательно, допускающий интегральное исполнение.

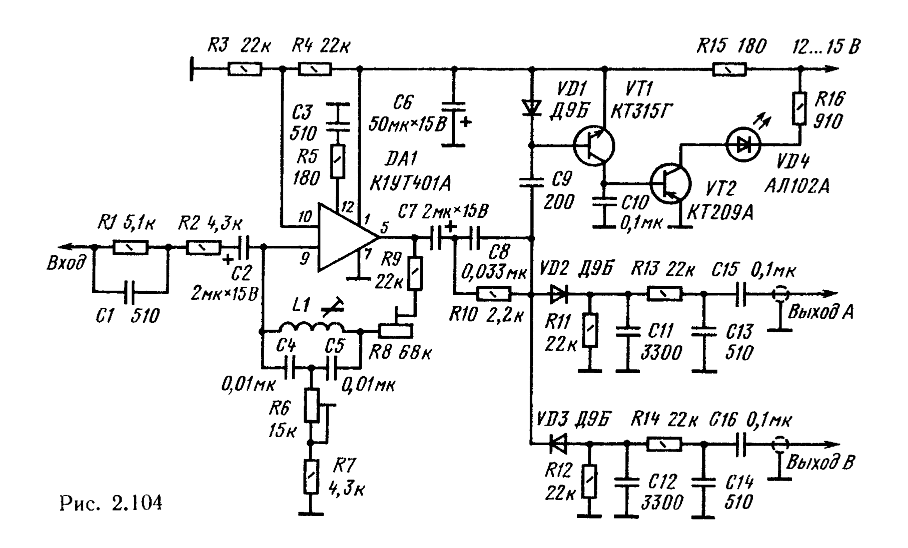


Рис. 2.104

На рис. 2.104 приведена схема стереодекодера, работающего по первому способу Для восстановления ПНЧ в цепи ООС имеется Т-образное мостовое звено. В такой цепи добротность контура, включенного в мостовую цепь L1, C4, C5, должна составлять 33, а не 100, как у других каскадов восстановления поднесущей частоты (ВПЧ). Получение такой добротности легко выполнимо при намотке катушки контура L1 на унифицированном четырехсекционном полистироловом каркасе с подстроечным сердечником М600НН-СС2, 8×10.

Комплексный стереофонический сигнал с выхода частотного детектора подводится к инвертирующему входу ОУ DA1 через цепь R1, C1, компенсирующую ослабление верхних частот КСС в частотном детекторе. Напряжение ООС поступает туда же через резисторы R8, R9 и цепь L1, C4, C5, R6, R7. Подстроечным резистором R8 регулируют общее усиление, а R6 — уровень поднесущей Через L1 усилитель охвачен 100 % ООС по постоянному току, что гарантирует стабильность режима. Корректирующая цепь R5, C3 предотвращает самовозбуждение ОУ, а делитель R3, R4 устанавливает режим его работы. Полярно-модулированное колебание с восстановленной поднесущей снимается с выхода усилителя и детектируется полярным детектором, выполненным на диодах VD2 и VD3. Цепи R11, C11, R13, C13 в канале А и R12, C12, R14, C14 в канале В фильтруют поднесущую в продетектированном сигнале и компенсируют предыскажения разностных сигналов, а цепь C8, R10 — предыскажения в суммарном сигнале При равенстве постоянных времени этих цепей можно скомпенсировать взаимное проникание сигналов в каналы А и В Индикатор наличия стереосигнала выполнен на диоде VD1 и усилителе на транзисторах VT1 и VT2; светодиод VD4 является собственно индикатором. Катушка L1 имеет 660 витков провода ПЭВ2-0,07.

Схема стереодекодера, применяемая в приемнике «Ленинград-010-стерео», основанная на способе декодирования ПМК с разделением спектров, приведена на рис. 2.105.

Первый каскад стереодекодера — корректирующий усилитель входного сигнала — выполнен на транзисторах VT1 и VT2. Между базой и коллектором транзистора VT2 включен корректирующий конденсатор C4. В коллекторную цепь транзистора VT2 включен контур ВПЧ, имеющий высокую (100) добротность. Для получения стабильной конструктивной добротности контур выполнен на ферритовом броневом сердечнике типа Б14 с калиброванным зазором (0,27 мм) и индуктивностью 500±50 мкГн. Уровень ВПЧ (14 дБ) устанавливается подстроечным резистором R6 С эмиттера транзистора VT1 суммарный сигнал левого и правого каналов (А+В) через цепь компенсации предыскажений R17, C12 подается на суммарно-разностный мост R18—R23. Транзистор VT4 является амплитудным детектором поднесущей частоты, на который поступает сигнал с катушки связи контура ВПЧ через эмиттерный повторитель на транзисторе VT3. В коллекторную цепь VT4 включен УПТ на транзисторе VT5.

Выходное напряжение используется в качестве управляющего напряжения для стереоиндикатора и коммутирующего — для усилителя надтональных частот, выполненного на транзисторе VT6. При отсутствии поднесущей частоты ток в коллекторной цепи VT4 мал, при этом VT5 УПТ закрыт, напряжение на его выходе равно нулю, лампа стереоиндикатора не горит, а транзистор VT6 закрыт.

В коллекторную цепь VT6 включен контур L2.1C10, настроенный на частоту 31,5 кГц, имеющий ширину полосы пропускания по уровню 3 дБ 6,4 кГц Ко вторичной катушке контура L2.2 подключен двухканальный детектор на диодах VD1—VD4, выделяющий разностный сигнал левого и правого каналов (А—В). После суммарно-разностной матрицы R18—R23 в каждом из каналов включен активный ФНЧ, выполненный на транзисторах VT7, VT9 и VT8, VT10. Активные

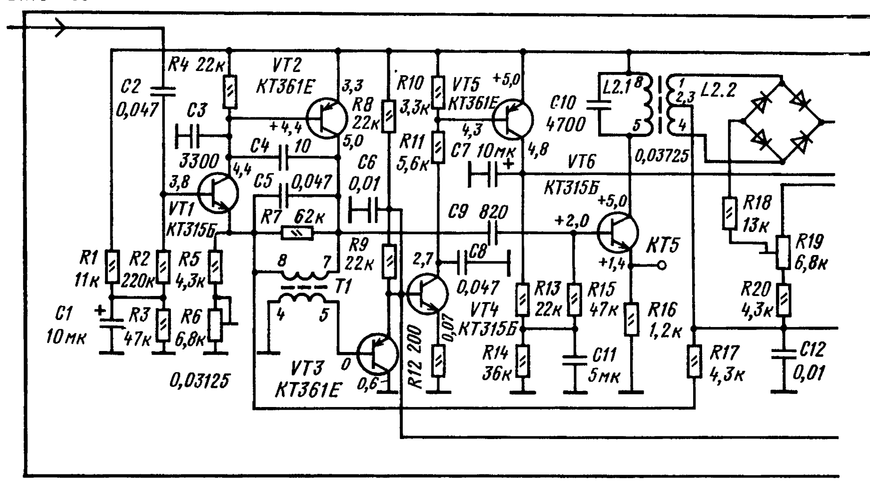


Рис. 2.105

фильтры подавляют поднесущую частоту и ее гармоники. Переходные затухания каждого из каналов регулируются подстроечными резисторами R19 и R22. С выхода стереодекодера сигнал подается на входы стерео УЗЧ. Стереодекодер питается стабилизированным напряжением 5 В. Это позволяет применять его в переносных стереоприемниках с питанием от батарей с напряжением 9...12 В.

Схема стереодекодера, работающего по третьему способу декодирования — декодирование временны́м разделением стереосигналов, приведена на рис. 2.106, а схема блока формирования коммутирующих импульсов — на рис. 2.107.

Активный пропорционально дифференцирующий фильтр стереодекодера выполнен на ОУ DA1 и элементах R5, R3 и C3. Применение ОУ с большим усилением позволило одновременно с коррекцией поднять уровень сигнала на 14 дБ и тем самым скомпенсировать потери в пассивных фильтрах на выходе декодера Синхронное детектирование осуществляют ключи на полевых транзисторах VT1 и VT2, управляемые коммутирующими импульсами длительностью 3 мкс, поступающими с блока формирования импульсов и совпадающими по времени с максимумами и минимумами ПНЧ. Уровни скорректированного КСС, соответствующие в эти моменты сигналам левого (А) и правого (В) каналов, «запоминаются» конденсаторами C10 и C11 Сигнал левого канала через эмиттерный повторитель на транзисторе VT3 поступает на настроенный на максимальное подавление ПНЧ ФНЧ R12L1C12C14C16. Каскад на транзисторе VT5

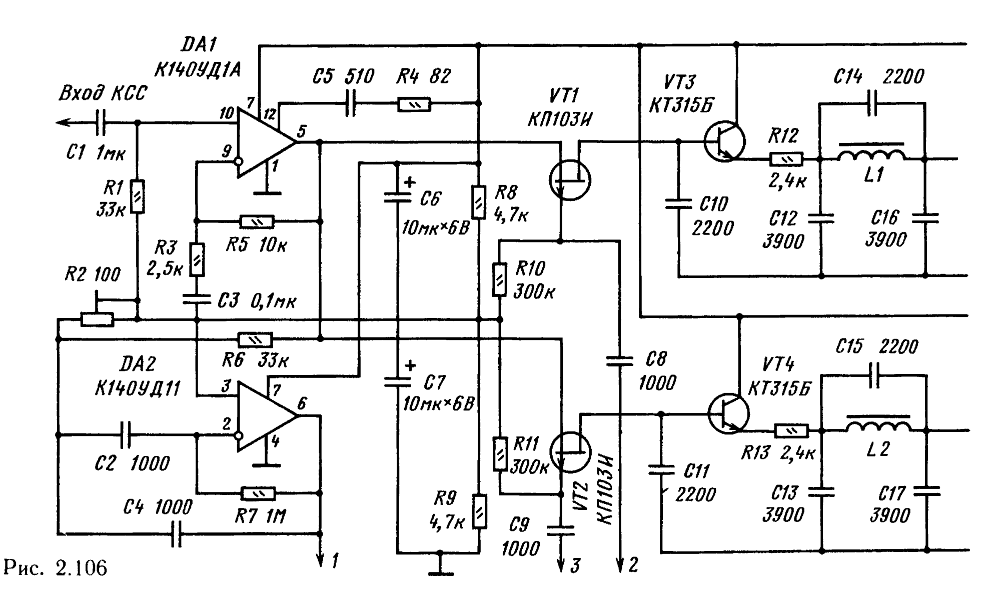
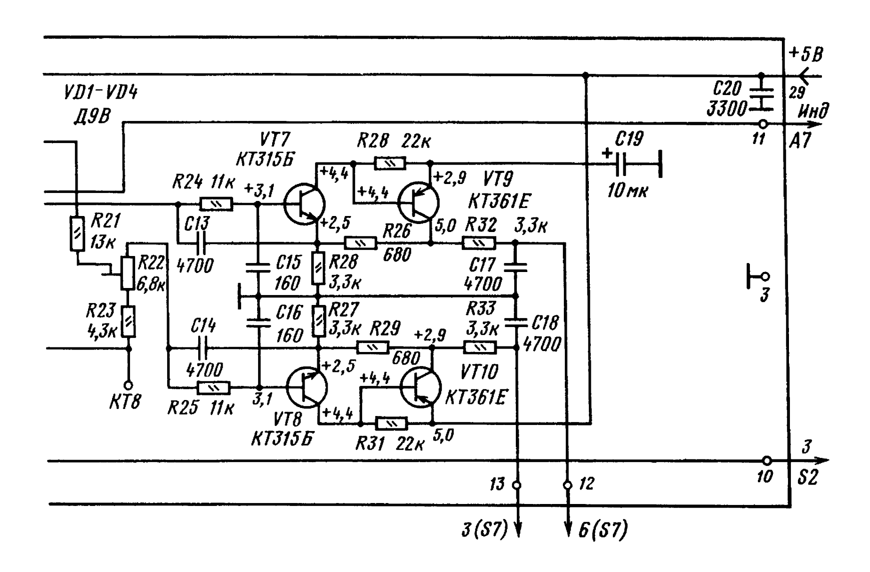


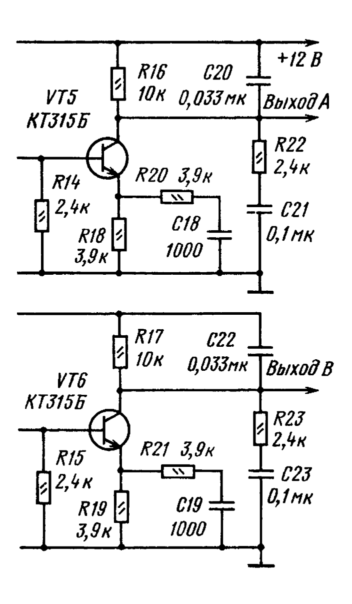
Рис. 2.106



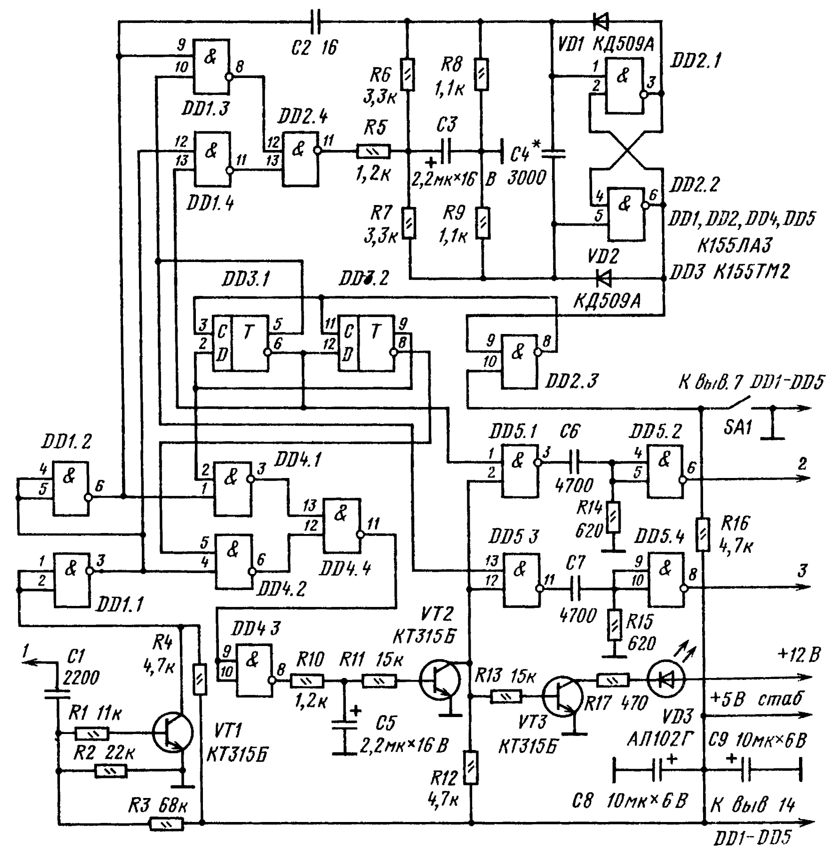
компенсирует затухание, вносимое фильтром ПНЧ, а цепь R20, C18 — уменьшение коэффициента передачи синхронного детектора на верхних частотах модуляции. Включенный в коллекторную цепь транзистора VT5 фильтр R16R22C20C21 компенсирует потери в пропорционально дифференцирующем фильтре и высокочастотные предыскажения в стереопередатчике.

На ОУ DA2 выполнен активный полосовой фильтр, необходимый для ФАПЧ сигнала ПНЧ. Его добротность должна быть не менее 100 для отделения от ПНЧ нижних модулирующих частот (31,5 Гц) Коэффициент усиления DA2 без ООС должен быть не менее $2Q^2=20\,000$.

Блок формирования коммутирующих импульсов (рис. 2.107) содержит цепь ФАПЧ и устройство автоматического переключения стереодекодера в режим «Моно» с цепью индикации. Так как для синхронных детекторов необходим синфазный с ПНЧ сигнал, а для ФАПЧ — сдвинутый на 90°, то частота ГУН, выполненного на логических элементах DD2.1 и DD2.2 по схеме мультивибратора, выбрана в 4 раза выше ПНЧ, т. е. 125 кГц. Частота генерации задается элементами R6—R9 и C4. Конденсатор C2 облегчает запуск генератора. Частота сигнала ГУН делится на четыре делителем на триггерах DD3.1 и DD3.2. С его выходов снимаются четыре сигнала, сдвинутые по фазе на 0, 90, 180 и 270°. Напряжения с фазами 90 и 270° подаются на детектор ФАПЧ DD1.3, DD1.4, DD2.4, а с фазами 0 и 180° — на детектор устройства автоматики (DD4.1—DD4.4). Напряжение с выхода этого детектора через интегрирующую цепь R10, C5 поступает на пороговый элемент на транзисторе VT2, а с него — на УПТ на транзисторе VT3. Индикатором наличия стереосигнала служит светодиод VD3. Пороговый элемент управляет также прохождением импульсов с частотой следования 31,25 кГц через элементы DD5.1 и DD5.3 на формирователи коммутирующих импульсов DD5.2 и DD5.4. Длительность сформированных импульсов определяется постоянной времени цепей R14, C6 и R15, C7 и равна 3 мкс. Поскольку напряжение на входе формирователя сдвинуто на 90° относительно напряжения ПНЧ, коммутирующие импульсы совпадают по времени с максимумами и минимумами сигнала ПНЧ на входе стереодекодера. Блок формирования коммутирующих импульсов можно выполнить также на микросхемах серии 176, которые позволят использовать один источник напряжения питания и уменьшить ток потребления.

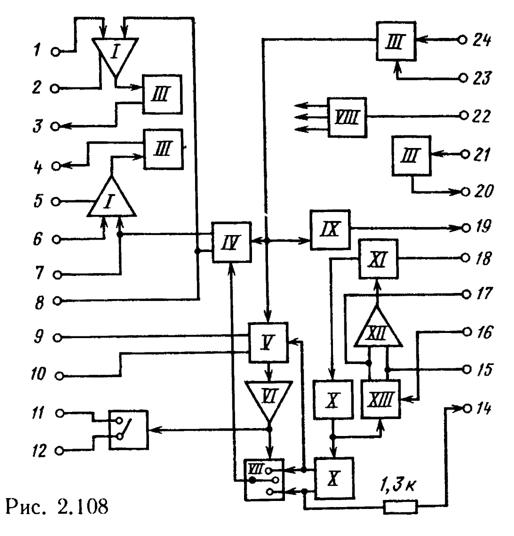


При входном напряжении КСС 20...100 мВ стереодекодер обеспечивает коэффициент передачи в обоих режимах не менее 1 и переходное затухание между каналами в диапазоне частот 1...10 кГц около 40 дБ.


Рис 2.107

На принципе, близком к описанному, построен стереодекодер микросхемы К174ХА14. Функциональная схема стереодекодера приведена на рис. 2.108.

Генератор RC (XI), управляемый напряжением, генерирует напряжение частотой 125 кГц, которая делится первым делителем на два и сравнивается с удвоенной в квадраторе (IX) поднесущей частотой КСС в фазовом детекторе (XIII) петли ФАПЧ, управляющей частотой ГУН через усилитель (XII) Напряжение частотой 62,5 кГц делится еще в 2 раза во втором делителе (X) и сравнивается в синхронном детекторе (V) с фазой поднесущей КСС. При совпадении фаз сигнал восстановленной поднесущей подводится с выхода второго делителя к декодеру (IV) При несинфазности поднесущих (восстановленной и содержащейся в КСС) сигнал ВПЧ подается на декодер через переключатель (X) с противофазного выхода второго делителя. Разделенные сигналы с выходов декодера подводятся к корректирующим операционным усилителям (I) и через эмиттерные повторители III ко входам УЗЧ каналов А и В. Коммутатор III при отсутствии КСС выключает индикатор наличия стереосигнала Декодер при этом работает в режиме усиления ЗЧ (режим «Моно»).


Рис. 2.108

Микросхема К174ХА14 работоспособна в интервале напряжений питания от 10 до 16 В, потребляет в режиме «Моно» при 12 В около 12 мА. Максимальное входное напряжение КСС 0,8 В, входное сопротивление 25 кОм. Максимальный ток индикатора «Стерео» не более 75 мА. Схема стереодекодера на К174ХА14 приведена на рис 2 113 (§ 2.6)

2.5. ТРЕБОВАНИЯ К ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПЗВ

Характеристики ПЗВ, определяющие электромагнитную совместимость радиосистем

Приемник звукового вещания находится в окружении аналогичных или других радиотехнических устройств, создающих помехи радиовещательному приему. В свою очередь, ПЗВ может создавать помехи другим устройствам. Приемники подвергаются воздействию атмосферных помех (грозовые разряды и др.), индустриальных помех (от электродвигателей промышленных предприятий и транспорта, ЛЭП, люминесцентных источников света, медицинской аппаратуры и др.), помех от радиовещательных и ведомственных радиостанций, телевизионных центров и ретрансляторов, а также от телевизионных приемников, магнитофонов и мощных УЗЧ.

Задачей электромагнитной совместимости (ЭМС) является обеспечение нормального функционирования радиосредств (в первую очередь радиоприемных устройств как наиболее подверженных помехам) в условиях непреднамеренных помех всех видов.

К характеристикам, определяющим способность ПЗВ обеспечивать правильный прием сообщений при наличии помех, относятся: чувствительность, ограниченная шумами; пространственная и поляризационная селективность, зависящая от характеристик антенны; частотная селективность радиотракта ПЗВ; характеристики нелинейности, определяющие степень искажения принимаемых сигналов при наличии сильных помех (блокирование, перекрестные и интермодуляционные помехи, побочные каналы приема); время последействия импульсной помехи в ПЗВ; чувствительность к помехам по цепям питания, чувствительность к помехам, воздействующим на ПЗВ не через антенную цепь.

К характеристикам, определяющим способность ПЗВ не создавать помехи другим радиотехническим устройствам, относятся уровень поля радиопомех, создаваемых ПЗВ, и уровень напряжения радиопомех на проводах, подключаемых к ПЗВ, и на элементах его конструкции.

Повышение характеристик ЭМС в конструируемых радиолюбителями ПЗВ основывается на общепринятых принципах конструирования радиоприемных устройств на основе приводимых примеров.

Применение пространственно ориентируемых магнитных и электрических антенн (ферритовых, рамочных, штыревых с изменяемой геометрией и т. п.) позволяет ослабить помехи от мощных близко расположенных передатчиков и телевизионных приемников. Применение высокоэффективных пьезокерамических и электромеханических фильтров, полосовых перестраиваемых фильтров на входе ПЗВ, высоколинейных преобразователей частоты и гетеродинов с малым содержанием гармонических составляющих и шумов позволяет ослабить блокирование, перекрестные и интермодуляционные искажения, побочные каналы приема.

К мерам ослабления побочных каналов приема относятся правильный выбор ПЧ, особенно при неоднократном преобразовании частоты и частот гетеродинов; применение заградительных фильтров ПЧ и на частотах зеркального канала, применение заградительных фильтров или ФНЧ на выходах оконечных УЗЧ. Уменьшению помех по соседним каналам приема способствует повышение стабильности частоты гетеродинов, точности настройки ПЗВ на желаемую радиостанцию. Достижение высоких значений указанных характеристик возможно в приемниках с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты и синтезаторами частот. В то же время применение синтезаторов частот без обеспечения должных мер ЭМС может, улучшив одни характеристики, существенно ухудшить другие. При применении синтезаторов частот может ухудшаться чувствительность, ограниченная шумами, возможно появление дополнительных побочных каналов приема, может снижаться чувствительность или могут появиться интерференционные свисты при некоторых частотах настройки. Поэтому существенное усложнение ПЗВ за счет применения синтезатора частот, средств вычислительной техники (микропроцессоров) для управления частотой настройки синтезатора и другими функциями ПЗВ требует принятия дополнительных мер ЭМС по подавлению внутренних помех К этим мерам в первую очередь относится применение дополнительных фильтров в различных цепях, соединяющих узлы ПЗВ между собой (цепи питания, управления, передачи сигналов), и правильное конструктивное выполнение ПЗВ.

Уменьшить помехи от оконечных каскадов УЗЧ, в том числе вызываемые самовозбуждением ПЗВ на некоторых частотах диапазона и усиливающиеся с увеличением громкости приема, можно путем сужения полосы частот воспроизводимых УЗЧ, особенно в диапазонах ДВ, СВ и КВ, а также за счет увеличения до возможных пределов постоянных времени базовых цепей закрытых транзисторов оконечных каскадов УЗЧ

Конструктивные особенности ПЗВ

Наиболее известными и важными конструктивными требованиями ЭМС и ПЗВ являются следующие:

входные и выходные цепи в ПЗВ в целом и каждого из каскадов, особенно в радиотракте, должны быть максимально разнесены друг от друга или (и) экранированы;

все элементы, создающие значительные электромагнитные поля (катушки, трансформаторы, дроссели, сильноточные низкочастотные и высокочастотные цепи), должны быть экранированы или расположены так, чтобы их магнитные поля

были перпендикулярны; исключение могут составлять катушки, дроссели и трансформаторы, выполненные на тороидальных сердечниках;

соединительные проводники в радиотракте должны иметь минимальную длину, а при печатном монтаже между проводниками высокочастотных соединений должен находиться проводник с нулевым по радиочастоте потенциалом;

проводники печатного монтажа не должны иметь замкнутую геометрическую конфигурацию (в виде круглых и квадратных замкнутых контуров), особенно для проводников нулевой (общей) цепи и цепей питания; исключение составляют специально замкнутые проводники экранированных цепей;

конденсаторы фильтрующих цепей должны иметь короткие выводы (нежелательны проволочные выводы), безиндуктивную конструкцию и располагаться на минимальном расстоянии от точки фильтрации; выполнение этих требований облегчается с понижением частоты фильтруемого напряжения и при малых точках потребления;

особенно короткими должны быть соединительные проводники и выводы деталей, подсоединяемые к общему (нулевому) проводнику печатной платы (или шасси) приемника, эти проводники должны иметь наибольшую площадь сечения;

экранирующую оплетку экранированных проводов необходимо соединять с нулевым проводником в одной точке, преимущественно у выхода предыдущего узла или каскада;

следует избегать экранирования нескольких, могущих оказать взаимное влияние, каскадов общим, хотя и разделенным на части, экраном; необходимо экранировать каждый из них отдельным замкнутым экраном; экраны нескольких каскадов не должны плотно соприкасаться стенками друг с другом;

цепи питания мощных УЗЧ или импульсных усилителей должны быть хорошо развязаны фильтрами или электронными стабилизаторами напряжения от предварительных маломощных и радиочастотных усилительных каскадов как по низшим частотам диапазона (электролитические), так и по высшим (керамические, бумажные или пленочные конденсаторы);

цепи к элементам управления ПЗВ, особенно от цифровых или импульсных систем управления, должны подсоединяться только через радиочастотные фильтры и при необходимости экранироваться,

все металлические части конструкции ПЗВ должны иметь надежный контакт между собой и с общим проводником питания в приемнике;

магнитные антенны в ПЗВ должны располагаться так, чтобы магнитные поля других деталей приемника (в том числе магнитных узлов динамических головок громкоговорителей и металлических конструкций приемника) не влияли на них; проводники, соединяющие выходные каскады УЗЧ с динамическими головками, должны быть экранированы, корпуса головок соединены с общим приводом;

сложная комплексная радиоэлектронная аппаратура (магниторадиолы, радиолы, музыкальные центры) должна конструироваться с учетом возможного отрицательного взаимного влияния входящих в нее элементов, это особенно важно для тюнеров; читание такой аппаратуры желательно осуществлять от одного сетевого трансформатора во избежание фоновых наводок;

в блоках питания сетевых ПЗВ и другой радиоаппаратуры должны быть предусмотрены фильтры радиочастот, предотвращающие попадание напряжения радиочастот на провод питания от электрической сети

2.6. СХЕМЫ ЛЮБИТЕЛЬСКИХ ПЗВ

Приемник прямого усиления

Приемник прямого усиления, рассчитанный для работы в диапазонах СВ и ДВ (рис. 2.109), может быть выполнен на любых кремниевых ВЧ транзисторах: КТ315, КТ316, КТ301, КТ312 или транзисторных сборках К201НТ2, К217НТ2 и т. п.

Особенность приемника — применение УРЧ с высоким входным сопротивлением, что позволяет исключить катушки связи с входным контуром на каждом диапазоне Эмиттерные повторители VT1 и VT2 трансформируют высокое резонансное сопротивление входного контура (200.. 400 кОм) в сопротивление, близкое к входному сопротивлению транзистора VT4 (около 1 кОм) Общее усиление УРЧ 150.

Чувствительность приемника составляет 3...5 мВ/м. Цепь АРУ выполнена на транзисторе VT3, который шунтирует вход VT4 и одновременно закрывает транзисторы VT1 и VT2, уменьшая их коэффициент передачи напряжения. Эмиттерный детектор на транзисторе VT5 обеспечивает малые нелинейные искажения выходного сигнала и достаточную его мощность для нормальной работы цепи АРУ.

Усилитель ЗЧ выполнен на микросхеме DA1 и транзисторе VT6 Включение микросхемы несколько отличается от стандартного, что позволило получить выходную мощность приемника 0,12 Вт при напряжении питания 6 В (четыре элемента 316). Сопротивление звуковой катушки головки громкоговорителя BA1 — 8 Ом

Транзистор VT4 должен быть экранирован во избежание самовозбуждения УРЧ. Чувствительность приемника может быть несколько повышена введением ПОС за счет уменьшения емкости конденсатора C1 до 0,033. .0,01 мкФ и подбором сопротивления резистора R5. При указанной на схеме емкости КПЕ катушка L1 содержит 95 витков провода ЛЭП5×0,06, катушка L2—4×60 витков ПЭВ2-0,1 (на ферритовом сердечнике М400НН1—8×100).

Приемник ЧМ сигналов с синхронным детектором

Схема приемника приведена на рис. 2.110. Особенностью приемника является преобразование частоты по второй гармонике гетеродина, что позволяет уменьшить взаимное

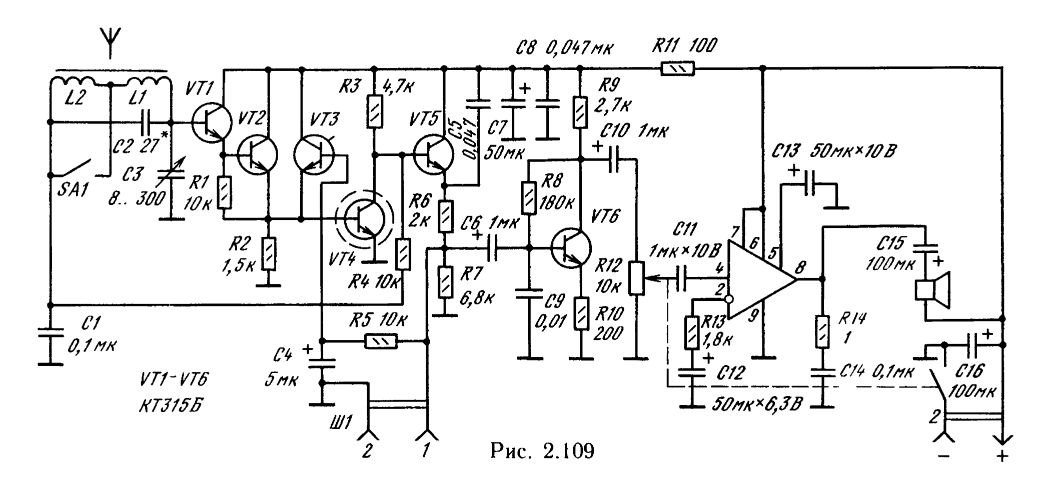


Рис. 2.109

влияние входного и гетеродинного контуров. В приемнике можно использовать любые кремниевые ВЧ транзисторы: КТ315, КТ312, КТ316, микросборки К217НТ2 и др

В качестве антенны используется одновитковая рамка WA1 или внешняя штыревая либо проволочная антенна WA2, подключаемая через конденсатор связи C1 Связь детектора с входным контуром внутриемкостная C2/C3. Входной контур настроен на середину диапазона УКВ — 69 МГц.

Гетеродин выполнен по схеме ОБ с емкостной ОС. Настройка осуществляется конденсатором с воздушным диэлектриком C8. Усилитель ЗЧ аналогичен применяемому в приемнике прямого усиления (рис. 2 109). Ориентировочные размеры рамки 100×65 мм, провод диаметром 0,5. 0,8 мм. Катушка контура гетеродина L1 бескаркасная, внутренний диаметр 5 мм, шаг намотки 1 мм, провод ПЭВ2-0,56 — 20 витков или на каркасе от приемника «Океан» с ферритовым подстроечником 100НН2, 8×14 мм, 9 витков ПЭВ2-0,27. Чувствительность приемника достаточна для уверенного приема в радиусе 20...30 км от передатчика УКВ вещания или телецентра.

Супергетеродинный приемник на микросхеме К174ХА10

Приемник на одной микросхеме К174ХА10, дополненной полевым транзистором на входе, получает большое распространение. При применении соответствующих цепей фильтрации и дополнительных транзисторов на выходе УЗЧ можно изготавливать переносные приемники третьей и второй групп сложности.

На рис. 2.111 приведена схема промышленного приемника «Селга-309» Приемник «Свирель-2» выполнен практически по такой же схеме В приемниках применена коммутация входных контуров, при которой отсутствуют неоправданные потери чувствительности и нежелательные провалы ее в диапазоне частот СВ. В диапазоне ДВ катушки L1—L3 включаются последовательно, а в диапазоне СВ — параллельно, как это изображено на схеме. Применение на входе смесителя микросхемы истокового повторителя на полевом транзисторе VT с коэффициентом передачи 0,75...0,95 и выходным сопротивлением

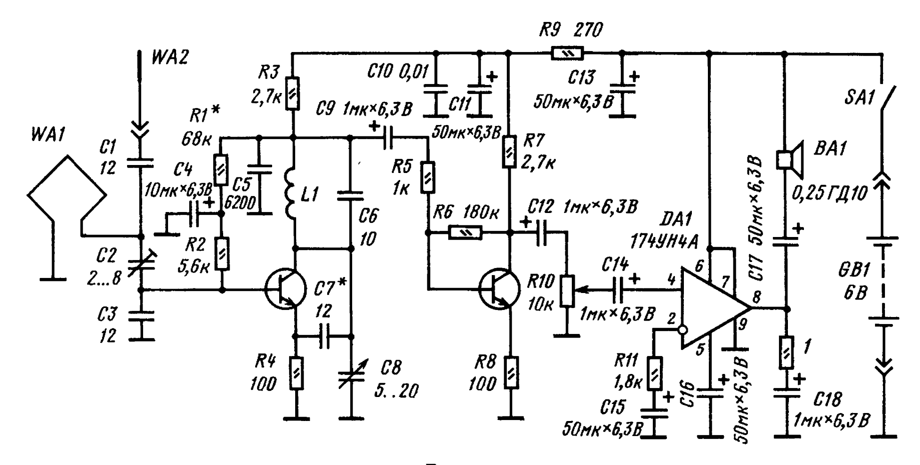


Рис. 2.110

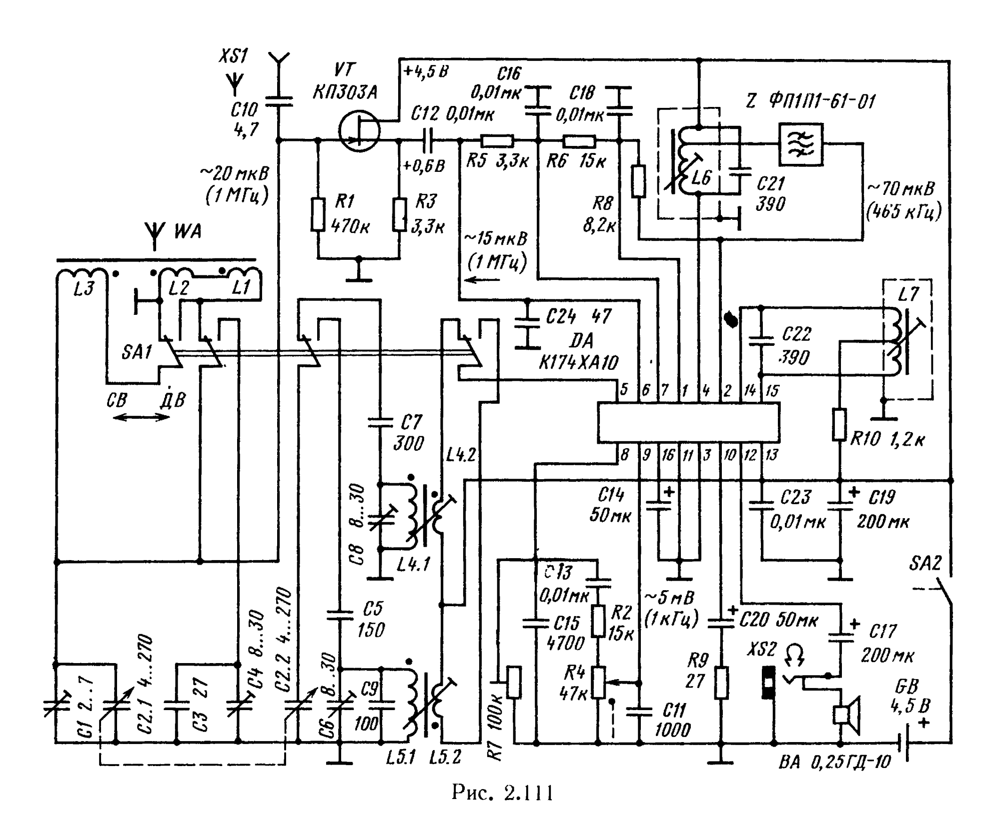


Рис. 2.111

Таблица 2.4. **Намоточные данные контурных катушек**

Обозначение по схеме	Число	Провод	Намотка
L1—L2	40+30	ЛЭП5×0,06	Рядовая, виток к витку
L3	270	ПЭВТЛ-0,12	В секциях каркаса равномерно
L4.1	105	ЛЭП3×0,06	То же
L4.2	30	ПЭВТЛ-0,09	— » —
L5.1	144	ЛЭП3×0,06	— » —
L5.2	48	ПЭВТЛ-0,09	— » —
L6	143±16	ПЭВТЛ-0,09	— » —
L7	79+79	ПЭВТЛ-0,09	— » —

Примечание. Катушки L1–L3 наматываются на каркасах, размещенных на сердечнике 400НН 8×63, катушки L4—L7 — на двухсекционных каркасах, размещенных в броневых сердечниках 1000НМ3×6,1×8 с резьбовыми сердечниками 1000НММ3×10

250...750 Ом позволило осуществить полное включение входного контура, уменьшить шумы приемника и реализовать высокую чувствительность и селективность по зеркальному и другим дополнительным каналам приема. В диапазоне ДВ для получения минимально необходимой полосы пропускания входной контур шунтирован резистором R1. Конденсатор C24 предотвращает самовозбуждение истокового повторителя в начале диапазона СВ, уменьшая $K_{о\ с}$. Узкая полоса пропускания входной цепи требует точного сопряжения ее резонансных контуров с контурами гетеродина соответствующих диапазонов. Максимальную чувствительность приемника устанавливают подстроечным резистором R7, им же устанавливается порог срабатывания АРУ. Детектор в составе микросхемы выполнен двухполупериодным, поэтому на его входе включен контур L7C22 с отводом от середины катушки L7. Для пьезокерамического фильтра Z с входным сопротивлением 1 кОм коэффициент включения в контур L6C21 должен быть равен 0,1. При указанных на схеме емкостях конденсаторов контуров числа витков катушек приведены в табл. 2.4.

При напряжении питания 4,5 В максимальная выходная мощность достигает 140 мВт.

Приемник АМ и ЧМ сигналов

Приемник, схема которого приведена на рис. 2.112, рассчитан на прием РВ станций в диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ. В диапазонах СВ (525...1605 кГц) и ДВ (150...400 кГц) прием ведется на магнитную антенну WA1, а на КВ (5,8...7,8 МГц) и УКВ (65...74 МГц) — на штыревую телескопическую WA2 высотой 800 мм.

К особенностям приемника следует отнести: использование одного и того же блока КПЕ для настройки на всех диапазонах частот, включая УКВ; применение АРУ как при приеме АМ сигналов, так и при приеме сигналов с ЧМ, применение апериодического УПЧ с высокоомным входом для усиления ПЧ с частотами 465 кГц и 10,7 МГц; применение комбинированного детектора АМ и ЧМ с одним последовательно-параллельным контуром (L12C36$C_{в}$VT17); использование транзисторной коммутации фильтров ПЧ АМ и ЧМ сигналов. Приемник может быть отнесен ко второй группе сложности. Намоточные данные контурных катушек приведены в табл. 2.5.

Усилитель ЗЧ аналогичен усилителю приемника «Вега-341», который при напряжении питания 6 В имеет выходную мощность 300 мВт. Все оксидные конденсаторы должны быть рассчитаны на напряжение не менее 10 В, что позволит питать приемник как от четырех элементов «343», так и от двух батарей «3336». Динамическая головка ВА — с сопротивлением звуковой катушки 6...8 Ом. В случае необходимости для устранения паразитной генерации в гетеродине в цепь катушек связи с контурами гетеродина следует включать резисторы ($R_{п}$) с сопротивлением 10...100 Ом. Все контуры ПЧ помещены в алюминиевые или латунные экраны. При наличии микросхем 174УН4 или 174УН7 тракт ЗЧ целесообразно выполнять на них.

Таблица 2.5. **Намоточные данные контурных катушек**

Обозначение по схеме	Число витков	Провод	Намотка
L1.1	66	ЛЭ7×0,07	Рядовая, виток к витку
L1.2	10	ПЭЛШО-0,12	То же, у общего провода L1.1
L2	1,5+3,5	ПЭВ2-0,6	Бескаркасная ∅ 5 мм
L3.1	60×3	ЛЭ3×0,06	
L3.2	21	ПЭЛШО-0,12	
L4.1	35×3	ЛЭ3×0,06	
L4.2	12	ПЭЛШО-0,12	
L5	2+2	ПЭВ2-0,6	То же
L6.1	251	ПВТЛ-0,18	
L6.2	15	ПЭЛШО-0,12	
L7, L9, L10, L12	4×3	ПЭЛШО-0,12	
L8, L11	40×3	ЛЭ3×0,06	

Примечание. Катушки L1.1, L1.2, L6.1, L6.2 намотаны на каркасах, размещенных на сердечнике 400НН 10×200, остальные, кроме L2 и L5,— на трехсекционных каркасах и помещены в трубчатые ферритовые сердечники 400НН 10×7,1×12 с подстроечниками 400НН2, 8×14

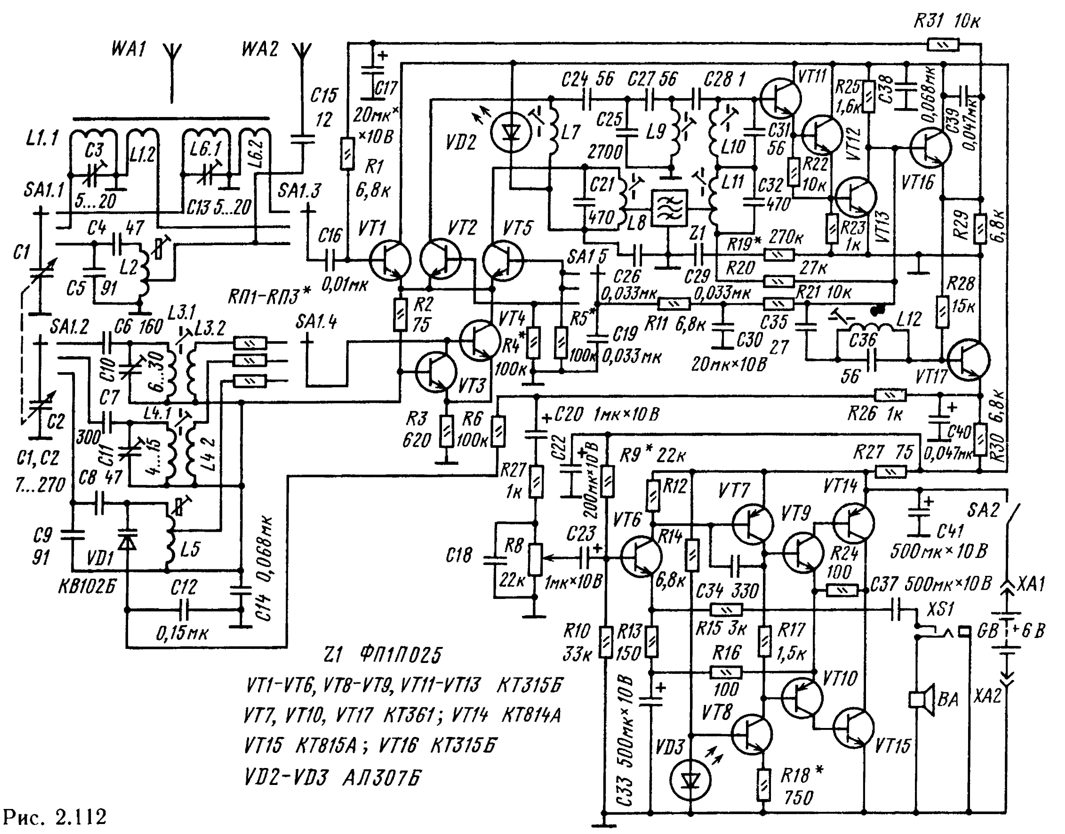


Рис. 2.112

Стереотюнер УКВ (модуль радиотракта)

На рис 2.113 приведена схема УКВ ЧМ радиотракта, пригодного для применения в стереотюнере или в составе музыкального центра. Благодаря электронной настройке и электронному переключению режимов АПЧ «Моно — стерео» и наличию бесшумной настройки такой радиотракт удобно выполнять в виде одноплатного модуля, включаемого в тюнере посредством разъема. Применение в блоке УКВ полевых транзисторов позволяет использовать радиотракт на небольшом расстоянии от передающего центра и при значительном уровне помех. При использовании тюнера для приема на предельных расстояниях между блоком УКВ и пьезофильтром Z целесообразно включить дополнительный апериодический каскад усиления на малошумящем транзисторе (КТ368БМ).

Индикатор настройки — стрелочный прибор на 100...200 мкА, индикатор «Стерео» — светодиод АЛ307А, Б, включенный в проводящем направлении от цепи «+12 В» к выводу 7 разъема ХА3. Ручное выключение АПЧ осуществляется замыканием вывода 12 на корпус (вывод 9), электронное — от устройства блокировки АПЧ, аналогичного применяемому в блоках СВП-4 цветных телевизоров, путем подачи импульсного напряжения на вывод 11. Конденсаторы С9, С22 и С25 — керамические, С24 — униполярный оксидный. Постоянная времени цепи R14 C17 равна $1 \cdot 10^{-3}$ с, R13=R14/4. Постоянная времени цепей R17, С19 и R18, С21=50 мкс. Для обеспечения минимальных взаимных переходов из каналов А и В резисторы цепей R11—R18 желательно выбирать из 5 %-ного ряда, а конденсаторы С12, С13, С1—С21 должны иметь емкости, отличающиеся не более чем на ±10 % от указанного значения

Катушки контуров намотаны на унифицированных каркасах и содержат: L1.1 — 7,5 витков ПЭВ2-0,25 мм, L1.2 — 7,5 витков ММ 0,5; L2.1 — 3,25+5,25 витков ММ 0,5; L4 — 0,75+3,5+ +2,5 витков ММ 0,5. Намотка — по резьбе на каркасе, подстроечные сердечники — латунные. Катушка L3 содержит 20,5 витка ПЭВ2-0,12; L5—6 витков ПЭВ2-0,25 (сердечники НН100 2,8×14 мм).

Точное значение частоты поднесущей КСС-31,25 кГц — устанавливается потенциометром R21 и измеряется в контрольной точке КТ1 (14 вывод DA2)

Электронно-управляемый модуль радиотракта АМ сигналов

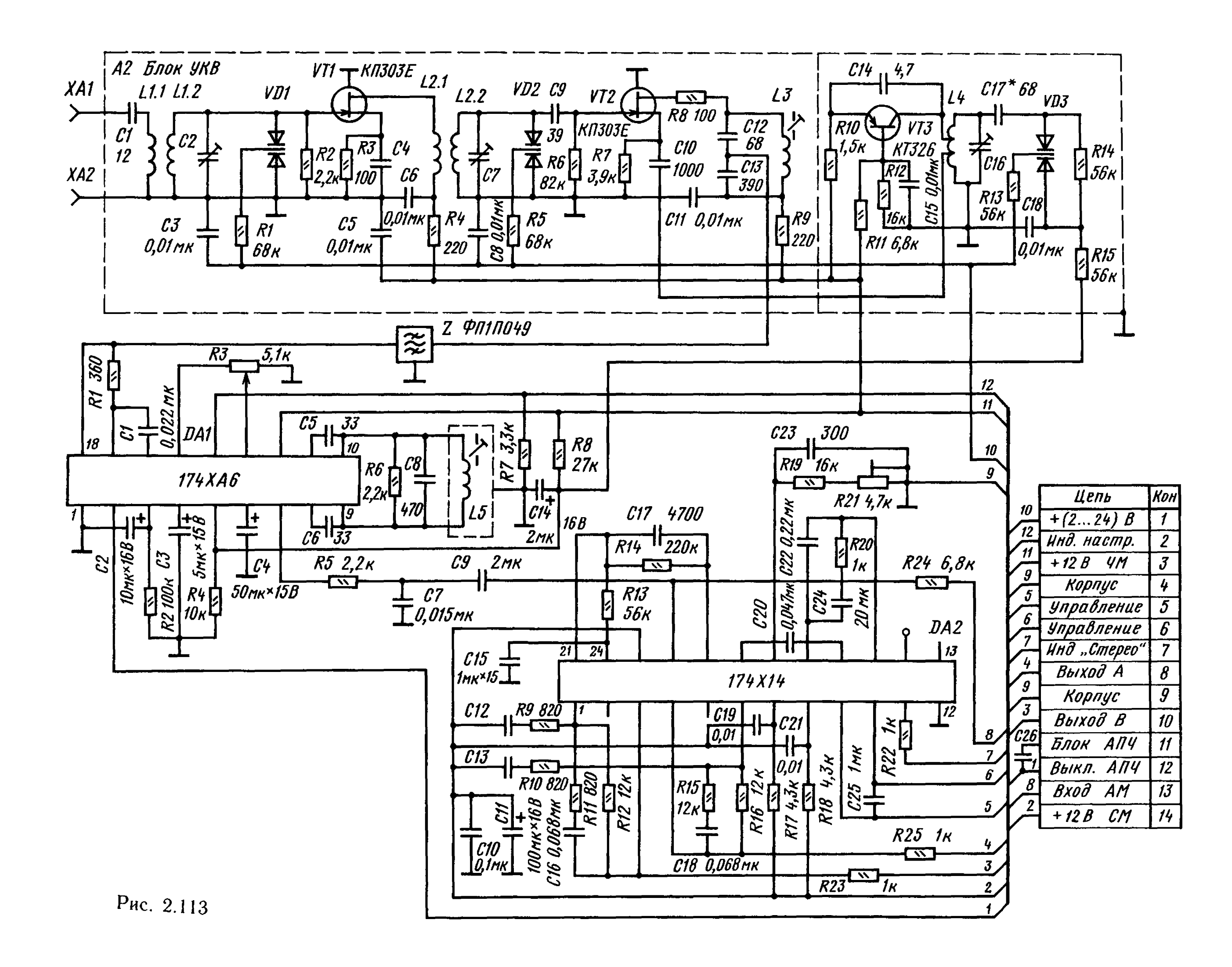
На рис. 2.114 приведена схема радиотракта, пригодного для применения в тюнере в составе музыкального центра, стационарной или переносной магнитолы, а также просто в ПЗВ. Благодаря электронной коммутации диапазонов частот и электронной настройке радиотракт можно выполнить в виде одноплатного съемного модуля, включаемого в состав перечисленных устройств посредством разъема. Особенность радиотракта — электронная коммутация диапазонов — реализуется с помощью попарно включаемых транзисторных ключей; VT1, VT2 для диапазона КВ (5,8 . 6,2 МГц); VT3, VT4 для диапазона СВ (52...1605 кГц), VT5, VT6 для диапазона ДВ (145...250 кГц).

Нужный диапазон включается кратковременной подачей напряжения +6 В на базу транзисторов VT2, VT4 или VT6 через резистор R18, который ограничивает ток через индицирующий включенный диапазон светодиод (АЛ307Б), расположенный рядом с квазисенсорным переключателем диапазонов или за шкалой настройки Цепь R4, С16 обеспечивает приоритетное включение диапазона ДВ при включении напряжения питания. Напряжение сигнала на вход DA1 снимается с резистора R7 в цепи эмиттера транзистора включенного диапазона.

Благодаря одновременной перестройке входных и гетеродинных контуров их взаимное влияние уменьшается. Цепь ОС в цепи гетеродина образуют последовательно включенные катушки L3.2, L5.2, L7.2. Транзисторы VT2, VT4, VT6 подключают контуры соответствующих диапазонов ко входу гетеродина микросхемы DA1. В приемнике используются контурные катушки диапазонов ДВ и СВ, рассчитанные для работы с КПЕ, емкость которого изменяется в пределах 5...240 пФ (например, от приемника «Хазар-403»). Катушка L1 содержит 4 витка ПЭВ2-0,25; L2.1 — 8 витков ПЭВ2-0,8, шаг 2 мм; L2.2 — 2 витка ПЭВ 0,25 между витками L2.1, L4.1 — 80 витков ПЭВТЛ-1 10×0,07, L4.2 — 8 витков ПЭЛШО 0,18; L6.1 — 32×9 витков ПЭВТЛ-1 0,18; L6.2 — 20 витков ПЭВТЛ 0,18 (все на ферритовом стержне магнитной антенны марки 400 НН длиной 160 и диаметром 8 мм). Катушки L1, L2 располагаются в центре стержня, их подстройка осуществляется перемещением витков Катушка L3.1 содержит 16 витков ПЭЛО 0,23 с отводом от четвертого витка; L3.2 -- 2,5 витка ПЭВТЛ 0,15, намотанных на гладком каркасе диаметром 6 мм и высотой 18 мм с сердечником 100 НН 2,8×12 мм; L5.1 — 115+6 витков ЛЭ 4×0,06; L5.2 — 4 витка ПЭВТЛ-10,12; L7 1 — 215+6 витков ЛЭ 4+0,06; L7 2 — 4 витка ПЭВТЛ=1,012 — все на четырехсекционных унифицированных каркасах с подстроечными сердечниками 600 НН 2,8×12 Катушки контуров ПЧ намотаны на трехсекционных каркасах, размещенных в чашках из феррита марки 600 НН с подстроечниками 2,8×12 мм. Катушка L8 содержит 24×3 витков ПЭВТЛ 0,12, L9 — 24×3 витков ПЭВТЛ 0,12 с отводом от 16-го витка.

Число витков до отвода отсчитывается от низкопотенциального конца каждой из катушек. Вместо двух варикапных сборок КВС120Б можно применить одну КВС120А, восстановив один из выводов, разорванных на заводе-изготовителе. Резистор R9 и конденсатор С4 подсоединяют при этом только к варикапу VD1.

При конструировании платы модуля ферритовый стержень магнитной антенны следует располагать так, чтобы в конструкции тюнера или приемника он был в горизонтальном положении, а в стационарном устройстве, например музыкальном центре, был ориентирован в направлении,



Цепь	Кон
+(2...24) В	1
Инд. настр.	2
+12 В ЧМ	3
Корпус	4
Управление	5
Управление	6
Инд „Стерео“	7
Выход А	8
Корпус	9
Выход В	10
Блок АПЧ	11
Выкл. АПЧ	12
Вход АМ	13
+12 В СМ	14

Рис. 2.113

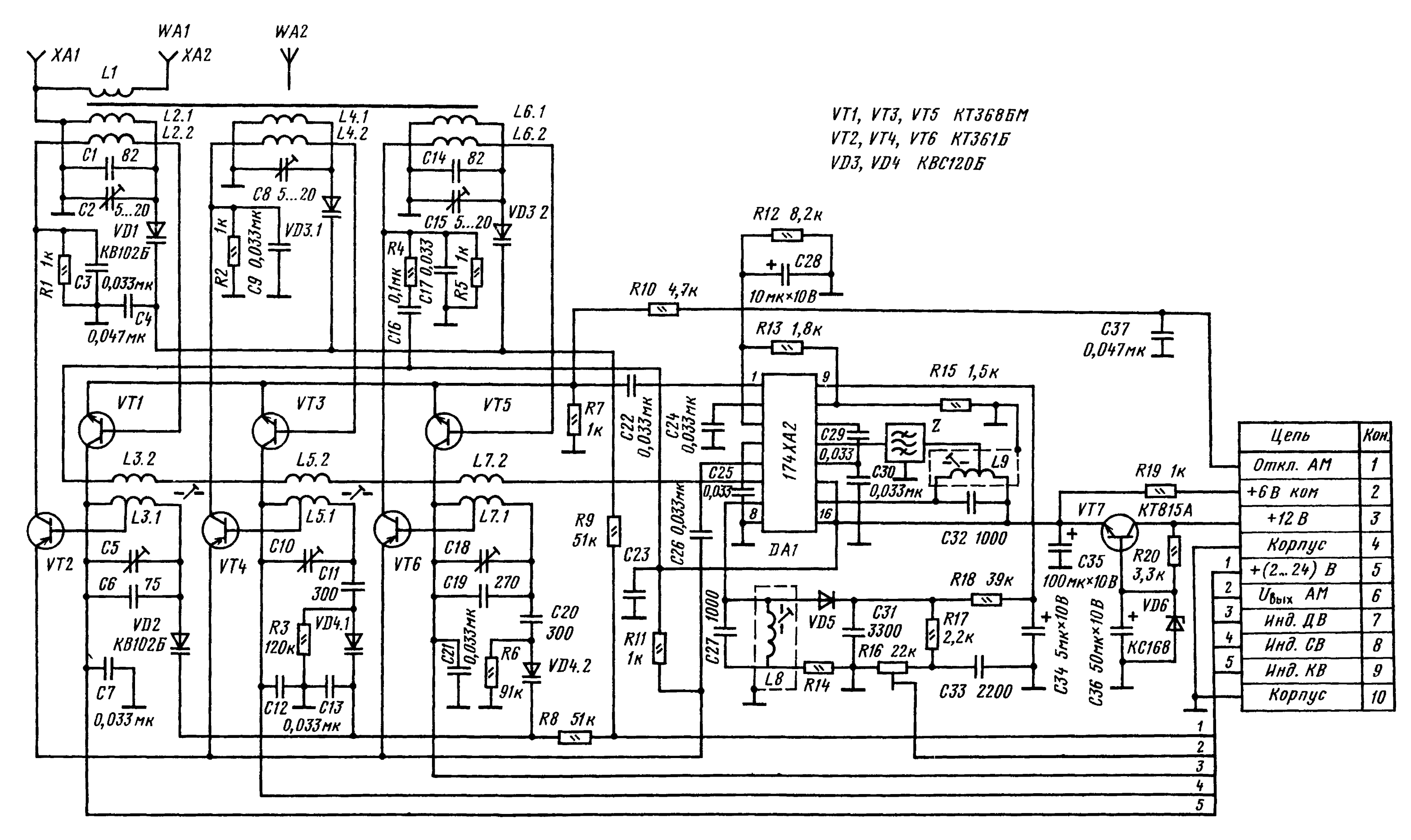

XA1
WA1
XA2
WA2
L1
L2.1
L2.2
L4.1
L4.2
L6.1
L6.2
VT1, VT3, VT5 КТ368БМ
VT2, VT4, VT6 КТ361Б
VD3, VD4 КВС120Б
C1 82
C2 5...20
VD1 КВ102Б
R1 1к
C3 0,033мк
C4 0,047мк
C8 5...20
R2 1к
C9 0,033мк
VD3.1
C14 82
C15 5...20
VD3 2
R4 0,1мк
C17 0,033
R5 1к
C16
R12 8,2к
C28 10мк×10В
R10 4,7к
R13 1,8к
C37 0,047мк
R15 1,5к
VT1
VT3
VT5
R7 1к
C22 0,033мк
C24 0,033мк
174ХА2
C29 0,033
C30 0,033мк
C25 0,033
Z
L9
L3.2
L5.2
L7.2
L3.1
L5.1
L7.1
VT2
VT4
VT6
C5
C6 75
C10
C11 300
C18
C19 270
R9 51к
C23
C26 0,033мк
DA1
C32 1000
VT7 КТ815А
R19 1к
C35 100мк×10В
R20 3,3к
VD2 КВ102Б
R3 120к
VD4.1
C20 300
C21 0,033мк
R6 91к
VD4.2
R11 1к
C27 1000
L8
VD5
C31 3300
R18 39к
R17 2,2к
R16 22к
R14
C33 2200
C34 5мк×10В
C36 50мк×10В
VD6 КС168
C7 0,033мк
C12
C13 0,033мк
R8 51к
Цепь | Кон.
Откл. АМ | 1
+6 В ком | 2
+12 В | 3
Корпус | 4
+(2...24) В | 5
Uвых АМ | 6
Инд. ДВ | 7
Инд. СВ | 8
Инд. КВ | 9
Корпус | 10

Рис. 2.114

перпендикулярном азимуту на наиболее часто принимаемые радиостанции. Вместе с модулем радиотракта приема ЧМ сигналов при соответствующей коммутации по питанию модулей можно получить всеволновый тюнер или приемник, дополнив радиотракт УМЗЧ.

2.7. НАЛАЖИВАНИЕ ПЗВ

Под налаживанием ПЗВ в радиолюбительских условиях понимают проверку правильности монтажа и установки радиоэлементов, правильности режимов полупроводниковых приборов и микросхем, устранение обнаруженных дефектов, а также регулировку режимов, подстройку и сопряжение настроек контуров

В процессе монтажных работ необходимо тщательно проверить (визуально и с помощью омметра) правильность всех соединений в соответствии со схемой, полярность включения оксидных конденсаторов, соответствие их рабочего напряжения напряжению питания, отсутствие утечек, замыканий между обмотками трансформаторов, ФПЧ и других контуров, отсутствие соприкосновений неизолированных выводов деталей между собой и с другими токоведущими элементами, отсутствие затеков олова между дорожками печатных плат и т п. При использовании комбинированных ампервольтомметров (тестеров) в режиме «Омметр» следует помнить, что у большинства приборов такого типа отрицательный полюс внутренней батареи соединен с выводом прибора, обозначенным знаком «+».

При первом включении налаживаемого устройства следует принимать меры предосторожности: в цепь питания включить амперметр с пределом измерения тока, существенно превышающим предполагаемый ток потребления, причем так, чтобы можно было мгновенно выключить напряжение питания При нормальном токе потребления амперметр из цепи питания исключают Измерение режимов транзисторов и микросхем проводят вольтметром с внутренним сопротивлением не менее 10 ..20 кОм/В. При измерении напряжений на выводах микросхем следует избегать их замыканий измерительным щупом прибора.

Налаживание простых приемников прямого усиления, как правило, сводится к укладке единственного перестраиваемого контура в необходимый диапазон частот В качестве ориентира при отсутствии генератора сигналов (ГС) можно использовать мощные радиостанции с известной частотой излучения, которую можно определить по шкале ПЗВ промышленного изготовления. В случае искаженного приема сигналов радиостанций, сопровождающегося свистом или шипением, необходимо устранить самовозбуждение в одном из каскадов приемника путем устранения паразитных связей между каскадами УРЧ, УЗЧ и детектора, включением дополнительных развязывающих конденсаторов в цепях питания и т. п. (§ 2 5).

В приемниках прямого усиления с числом контуров более одного необходимо проводить сопряжение настроек всех одновременно перестраиваемых контуров. Для этого первоначально укладывают границы перестройки контура на входе детекторного каскада, а затем в точках, близких к границам диапазона, подстраивают остальные контуры, пересоединяя сигнал от сигнал-генератора все ближе и ближе ко входу приемника Подстройка сопрягаемых контуров проводится индуктивностью на нижнем участке частотного диапазона и емкостью на верхнем по максимуму сигнала на выходе приемника При наличии АРУ уровень входного сигнала по мере уточнения настройки сопрягаемого контура следует уменьшать, так чтобы действие АРУ не влияло на выходное напряжение. Генератор сигналов ко входу какого-либо каскада ПЗВ следует подсоединять через конденсатор емкостью 0,05...0,1 мкФ во избежание изменения его режима по постоянному току.

В супергетеродинных приемниках вначале сопрягают настройки контуров ПЧ, настраивая каждый из них точно на ПЧ (0,465; 1,84, 10,7 МГц) способом, аналогичным описанному ранее. При применении в УПЧ пьезокерамических или иных фильтров настройку других контуров ПЧ сопрягают с ними

Кроме настройки тракта УПЧ в супергетеродинном приемнике необходимо провести сопряжение настроек входного и гетеродинного контуров.

Первоначально устанавливают границы принимаемых частот в соответствии с рекомендациями ГОСТ 5651—82 (§ 2.1) подстройкой соответствующих элементов в контурах гетеродина каждого из диапазонов При этом нужно следить за тем, чтобы частота входного сигнала от ГС была ниже частоты гетеродина; это особенно важно в диапазоне КВ при низкой $f_{пч}=0,465$ МГц, где «верхнюю» и «нижнюю» настройки легко перепутать. Затем подгоняют настройку входных контуров к соответствующим частотам приема сигнала ГС. Для приемников с внешней антенной ГС подключают ко входу через эквивалент антенны Приемники с магнитными антеннами связывают с ГС по полю, которое создают с помощью витка связи или специальной рамки (рис. 2.115). Сопряжение входных контуров проводят методом последовательных приближений, подстраивая их элементы на двух частотах каждого диапазона несколько раз (три-четыре). Настройку начинают с нижнего

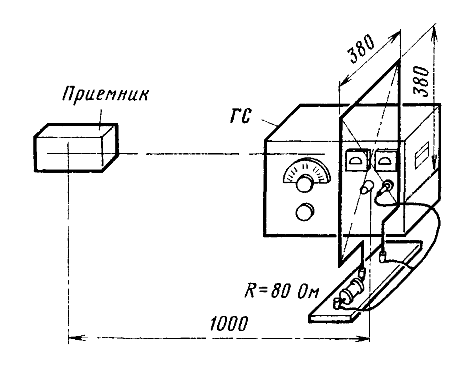


Рис 2.115

конца диапазона частот, поставив подстроечный конденсатор в среднее положение на частотах точного сопряжения.

Настройка индуктивностью	Настройка емкостью
ДВ 160	250 (400) кГц
СВ 560	1400 кГц
КВ 4	11,8 МГц

В приемниках ЧМ сигналов нужно правильно формировать АЧХ УПЧ и детектора, а также необходимо двухточечное сопряжение настроек входных и гетеродинных контуров.

Сопряжение настроек в диапазоне УКВ в приемниках третьей и второй групп сложности достаточно проводить на одной частоте 69 МГц.

Настройку тракта УПЧ ЧМ, как, впрочем, и УПЧ АМ, целесообразно проводить с помощью генератора качающейся частоты с панорамным индикатором, например Х1-7, Х1-4. По изображению на индикаторе формируется полоса пропускания тракта УПЧ, а также линейность и симметричность S-образной характеристики частотного детектора.

Дополнительной особенностью обладают УКВ ЧМ стерео ПЗВ со стереодекодерами. Отсутствие генераторов стереосигналов приводит к необходимости регулировки стереодекодеров по КСС, принимаемому радиотрактом. В стереодекодерах с контурами восстановления поднесущей частоты регулируется настройка контура ВПЧ и формируется его частотная характеристика установлением необходимой добротности, равной 100. Предварительную настройку контура на частоте 31,25 кГц проводят по сигналу звукового генератора. Регулировку добротности осуществляют так, чтобы напряжение уровня поднесущей частоты при замкнутом контуре ВПЧ было точно в 5 раз меньше, чем при включенном.

В стереодекодерах без контура ВПЧ регулировка сводится к установлению частоты RC-генератора так, чтобы после ее деления в делителях частоты на контрольном выходе было точное значение 31,25 кГц.

Регулировку приемников ЧМ с синхронным детектором осуществляют как и регулировку приемников прямого усиления, с той лишь разницей, что проверяют работу ФАПЧ, изменяя режим работы соответствующих каскадов по постоянному току до получения максимальной полосы захвата, и обеспечивают устойчивую генерацию гетеродина во всем принимаемом диапазоне частот подгонкой режима по постоянному и переменному токам.

ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ПРИЕМ

РАЗДЕЛ 3

Содержание

3.1. Структурные схемы и параметры телевизоров 94
Структурная схема черно-белого телевизора (94). Структурная схема цветного телевизора (95). Параметры телевизионных приемников (97). Определение основных параметров телевизора по универсальной испытательной таблице (99)
3.2. Селекторы телевизионных каналов 101
Требования к селекторам (101). Селекторы с электронным переключением каналов (101). Бесконтактное переключение каналов. Сенсорные устройства (107)
3.3. Схемы УПЧИ телевизоров черно-белого и цветного изображения 109
Требования к УПЧИ (109). УПЧИ на транзисторах и микросхемах (110). Модуль УПЧИ УМ1-1 на микросхемах серия К174 для цветных и черно-белых телевизоров (110)
3.4. Схемы УПЧЗ 112
Формирование частотной характеристики (112). Модуль УПЧЗ УМ1-2 и УЗЧ УМ1-3 на микросхемах серии К174 для цветных и черно-белых телевизоров (112).
3.5. Видеодетекторы и видеоусилители 113
Общие сведения (113). Видеодетекторы и видеоусилители на микросхемах (115).
3.6. Яркостный канал 115
Требования к яркостному каналу (115). Канал формирования и усиления видеосигналов на микросхемах серии К174 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (116).
3.7. Канал цветности 119
Общие сведения (119). Декодирующее устройство на микросхемах серии К155 и К174 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (119).
3.8. Устройства синхронизации и развертки изображения 123
Селекторы импульсов синхронизации (123). Генераторы строчной развертки (123). Стабилизация строчной развертки (127). Автоматическая подстройка частоты и фазы строчной развертки (128). Модуль синхронизации и управления строчной разверткой на микросхеме К174АФ1 (129). Генераторы кадровой развертки (130). Модуль кадровой развертки и модуль коррекции геометрических искажений растра цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (131). Отклоняющие системы (132). Плата включения кинескопа цветного телевизора (133).
3.9. Системы автоматического регулирования 133
Автоматическое регулирование усиления (133). Автоматическое регулирование яркости и поддержание уровня черного (134). Автоматическая подстройка частоты гетеродина (135). Автоматическое гашение луча кинескопа после выключения и во время обратного хода (136). Автоматическое размагничивание цветного кинескопа (136)
3.10. Устройство сведения лучей 137
3.11. Блоки питания 139
3.12. Цветной телевизор из унифицированных блоков и модулей 143

3.13 Настройка трактов изображения и звукового сопровождения 146
Меры безопасности при настройке (146). Настройка модуля УПЧИ на микросхемах с синхронным видеодетектором (146) Настройка модуля УПЧЗ на микросхемах с детектором произведения (150)
3.14 Регулировка блоков синхронизации и развертки 150
Проверка селекторов синхронизирующих импульсов (150). Проверка задающих генераторов строчной и кадровой развертки (150). Проверка оконечных каскадов строчной и кадровой развертки (151). Регулировка цепи АПЧиФ строчной развертки (151)

3.1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗОРОВ

Структурная схема черно-белого телевизора

Приемный тракт современных телевизоров выполняют по супергетеродинной схеме. В этом тракте сигналы звукового сопровождения в подавляющем большинстве телевизоров выделяются на выходе видеодетектора и для их усиления используют часть каскадов канала изображения (так называемая одноканальная схема)

Типовая структурная схема телевизионного приемника черно-белого изображения приведена на рис 3.1

В приемном тракте телевизора смеситель и гетеродин вместе с УРЧ и переключателем, осуществляющим все переключения при переходе с приема одного телевизионного канала на другой, конструктивно объединяют в отдельный блок — селектор каналов Телевизоры, рассчитанные на прием телевизионных программ не только на 12- и каналах МВ, но и в диапазоне ДМВ (табл 3.1), снабжают дополнительным блоком — селектором каналов ДМВ. Этот блок может входить в конструкцию телевизора, быть объединенным с селектором каналов МВ или выполняться в виде отдельной приставки.

Основное усиление принятых сигналов производится в УПЧИ, на выходе которого имеется видеодетектор.

В приемном тракте видеодетектор выполняет роль смесителя для несущих ПЧ звука и изображения. На его выходе образуется сигнал, равный разности между несущими ПЧ изображения и звука, т е 38—31,5=6,5 МГц. Так как одна из несущих ПЧ модулирована по амплитуде, а другая — по частоте, то разностная частота оказывается промодулированной не только по амплитуде, но и по частоте (6,5 МГц±75 кГц). Разностная частота, являющаяся второй ПЧ звука, выделяется на выходе видеодетектора (или видеоусилителя) с помощью фильтра, настроенного на частоту 6,5 МГц, а затем усиливается, ограничивается и детектируется ЧМ детектором.

При таком построении приемного тракта сигналы звукового сопровождения принимаются с двойным преобразованием частоты, а вместо сигнала второго гетеродина используется несущая ПЧ изображения. Для уменьшения помехи на изображении со стороны сигналов звукового сопровождения амплитуда разностной частоты на выходе видеодетектора должна быть в 10—20 раз

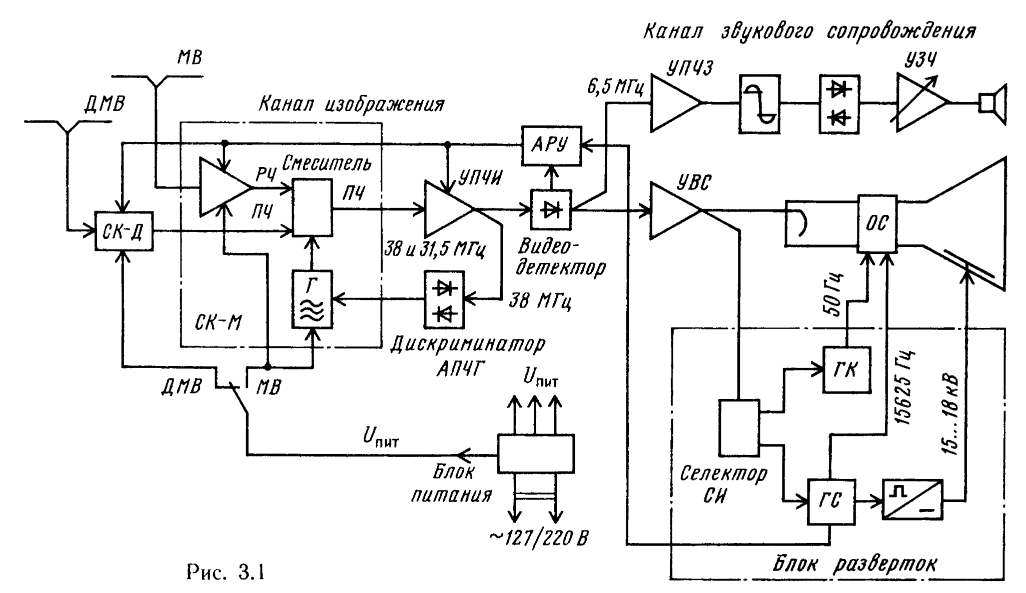


Рис. 3.1

Таблица 3.1. **Телевизионные каналы, используемые в СССР**

Номер канала	Частотные границы канала, МГц	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звукового сопровождения, МГц
МВ			
1	48,5...56,5	49,75	56,25
2	58. .66	59,25	65,75
3	76.. 84	77,25	83,75
4	84.. 92	85,25	91,75
5	92...100	93,25	99,75
6	174 .182	175,25	181,75
7	182 .190	183,25	189,75
8	190...198	191,25	197,75
9	198. .206	199,25	205,75
10	206. .214	207,25	213,75
11	214 .222	215,25	221,75
12	222. 230	223,25	229,75
ДМВ			
21	470...478	471,25	477,75
22	478...486	479,25	485,75
23	486. 494	487,25	493,75
24	494.. 502	495,25	501,75
25	502. .510	503,25	509,75
26	510. .518	511,25	517,75
27	518...526	519,25	525,75
28	526. 535	527,25	533,75
29	534. .542	535,25	541,75
30	542.. 550	543,25	549,75
31	550. 558	551,25	557,75
32	558 .566	559,25	565,75
33	566. .574	567,25	573,75
34	574. .582	575,25	581,75
35	582...590	583,25	589,75
36	590. 598	591,25	597,75
37	598. 606	599,25	605,75
38	606.. 614	607,25	613,75
39	614...622	615,25	621,75
40	622.. 630	623,25	629,75
41	630.. 638	631,25	637,75
42	638.. 646	639,25	645,75
43	646...654	647,25	653,75
44	654...662	655,25	661,75
45	662...670	663,25	669,75
46	670...678	671,25	677,75
47	678...686	679,25	685,75
48	686...694	687,25	693,75
49	694. .702	695,25	701,75
50	702 ..710	703,25	709,75
51	710. 718	711,25	717,75
52	718 ..726	719,25	725,75
53	726...734	727,25	733,75
54	734 .742	735,25	741,75
55	742.. 750	743,25	749,75
56	750. 758	751,25	757,75
57	758. .766	759,25	765,75
58	766 .774	767,25	773,75
59	774 782	775,25	781,75
60	782...790	783,25	789,75

меньше амплитуды видеосигнала. Участок АЧХ УПЧИ, на котором расположена несущая ПЧ звукового сопровождения, должен быть горизонтальным в пределах нескольких сотен килогерц, чтобы вредная амплитудная модуляция разностной частоты отсутствовала.

Принятое изображение воспроизводится на экране кинескопа. В современных телевизорах используют кинескопы с отклонением электронного луча магнитным полем. В блоке синхронизации и разверток телевизора вырабатываются пилообразные переменные электрические токи строчной (15 625 Гц) и кадровой (50 Гц) частоты, которые поступают в отклоняющую систему (ОС) кинескопа (рис. 3.1). В ОС эти токи преобразуются в магнитные поля, под действием которых луч в кинескопе перемещается по экрану слева направо и сверху вниз, последовательно развертывая изображение. На модулятор кинескопа из приемного тракта телевизора подается телевизионный сигнал, который модулирует по яркости луч, создающий изображение

Импульсы для синхронизации генераторов пилообразных токов в блоке разверток выделяются из полного телевизионного сигнала амплитудным селектором

Напряжения, необходимые для питания транзисторов и микросхем телевизора, вырабатываются в блоке питания, который содержит выпрямители (или батареи) и преобразователь напряжения в переносных телевизорах. Высокие напряжения для питания кинескопа вырабатываются дополнительным выпрямителем, на который подаются импульсы напряжения от генератора строчной развертки

Конструируя черно-белый телевизор, радиолюбителям следует использовать блоки и модули от унифицированных телевизоров промышленного производства

Структурная схема цветного телевизора

Кинескоп цветного телевизора. В современном цветном кинескопе имеются три электронных прожектора, расположенных дельтаобразно (по углам равностороннего треугольника) или планарно (по прямой линии), и экран в виде мозаики из сотен тысяч пятен или полос люминофоров красного, зеленого и синего свечения R, G, B. Траектории лучей в масочном цветном кинескопе с дельтаобразным и планарным расположением пушек показаны соответственно на рис. 3 2 и 3.3. Чередующиеся по цвету пятна

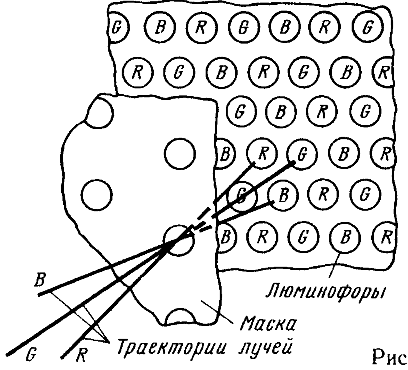


Рис 3 2

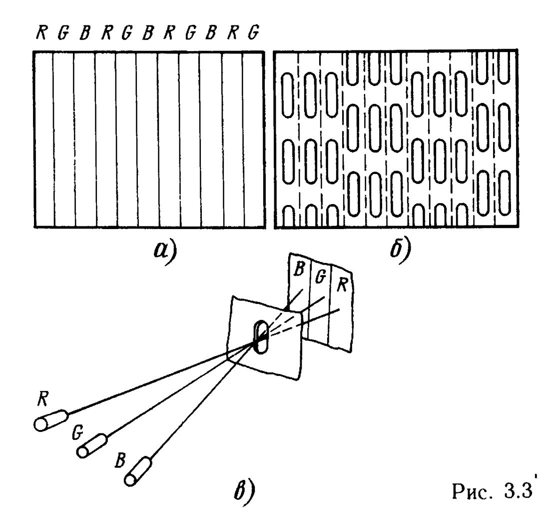


Рис. 3.3

мозаики образуют триады — группы из трех пятен.

Три электронных прожектора, каждый из которых состоит из подогревателя, катода, модулятора, ускоряющего и фокусирующего электродов, создают три электронных луча R, G, B. Перед экраном расположена цветоделительная маска — тонкий металлический лист с круглыми (рис. 3.2) или щелевидными (рис. 3 3) отверстиями с поперечником около 0,25 мм, число которых достигает 550 000 Проходя через отверстия маски, каждый из трех лучей благодаря фиксированному наклону прожектора попадает лишь на пятна или полосы люминофора «своего» цвета и возбуждает их. Достаточная яркость свечения люминофоров достигается при напряжении на втором аноде до 25 кВ и токе каждого из лучей 300...400 мкА.

Токи электронных лучей устанавливают так, чтобы без сигнала цветности $E_{цв}$ суммарный цвет свечения экрана был белым. При приеме одного сигнала яркости E_Y ,изображение выглядит неокрашенным. Под действием сигналов цветности $E_{цв R}+E_{цв G}+E_{цв B}=E_{цв}$, модулирующих три прожектора, возникают различия в интенсивности свечения люминофоров и изображение окрашивается. При приеме черно-белых программ канал цветности цветного телевизора выключается.

Структурная схема. Селектор каналов, УПЧИ, видеодетектор и канал звукового сопровождения приемного тракта цветного телевизора аналогичны функциональным узлам приемного тракта черно-белого телевизора. Поэтому при конструировании цветных телевизоров можно использовать селекторы каналов и приемно-усилительные блоки от черно-белых телевизоров.

Блок разверток цветного телевизора сложнее. Из-за большего диаметра горловины трехлучевого кинескопа для работы отклоняющей системы требуется большая мощность, для этого необходимо более высокое (20...25 кВ) и стабильное ускоряющее напряжение. Кроме того, нужен отдельный выпрямитель, дающий 3...6 кВ на фокусирующий электрод кинескопа. Блок разверток цветного телевизора следует конструировать с применением нормализованных деталей.

Особенностью цветного телевизора является наличие в нем электромагнитной системы сведения лучей и канала цветности, содержащего устройства, декодирующие сигнал цветности Пример структурной схемы цветного телевизионного приемника и его конструкции приведен далее на рис. 3.53, 3 54: 1 — блок управления (А4); 2 — плата согласования; 3 — блок СВП-4-1; 4 — задняя стенка телевизора, 5 – блок трансформатора БТ-11 (А12); 6 — блок обработки сигналов БОС-2 (А1); 7 — блок СК-В-1, 8 – плата кинескопа (А5); 9 — блок питания БП-11 (А2), 10 — регулятор сведения РС-90-3 (А14); 11 — отклоняющая система ОС-90. 38ПЦ12 (А6), 12 — умножитель УН 8,5/25-1,2А, 13 — блок разверток БР-11/А3; 14 — блок сведения БС-11 (А13), 15 — радиатор тиристоров и диодов прямого и обратного хода; 16 — экран кинескопа (А7), 17 — плата с элементами цепи размагничивания.

Канал цветности (рис 3.4) Сигналы яркости E_Y и цветности $E_{цв}$ разделяются после первого видеоусилителя. С его выхода цветовые поднесущие f_R и f_B поступают на полосовой усилитель, выход которого соединен со входом I электронного коммутатора непосредственно и с входом II через ультразвуковую линию задержки Линия задержки задерживает сигналы f_R и f_B на время передачи одной строки изображения (64 мкс) Поэтому сигналы f_R и f_B возникают на входах I и II коммутатора одновременно. При приеме сигнала f_B вход I соединяется с выходом IV и вход II — с выходом III, а при приеме сигнала f_R вход I соединяется с выходом III, а вход II— с выходом IV. В результате на выходе III всегда имеется только сигнал f_B, а на выходе IV — только сигнал f_R

Коммутатор управляется импульсами полустрочной частоты в форме меандра, поступающими от генератора коммутирующих импульсов. Начальная фаза импульсов этого генератора устанавливается цепью опознавания и выключения цвета, которая, кроме того, закрывает усилители поднесущих при приеме цветным телевизором черно-белой программы (когда в полном сигнале отсутствуют поднесущие f_B и f_R) С выходов коммутатора сигналы f_B и f_R поступают на ограничители, а затем усиливаются и подаются на входы частных детекторов Здесь сигналы f_B и f_R демодулируются и на выходе детекторов появляются цветоразностные сигналы E_{B-Y} и E_{R-Y}. Так как вместо сигнала E_{B-Y} передается сигнал обратной полярности E_{Y-B}, то наклон характеристики частотного детектора этого сигнала противоположен наклону характеристики детектора сигнала E_{R-Y}.

Сигналы E_{B-Y} и E_{R-Y} усиливаются в видеоусилителях, где осуществляется коррекция видеочастотных предыскажений, и поступают в матрицу, где формируется сигнал E_{G-Y}, который также усиливается видеоусилителем

Кроме сигнала от деталей изображения на выходе видеоусилителя E_{R-Y} появляются сигналы опознавания, которые подаются на цепь опознавания и выключения цвета. Эта цепь может содержать частотный детектор, и тогда на нее вместо сигнала E_{R-Y} подается сигнал f_R.

Полученные на выходе канала цветности сигналы E_{B-Y}, E_{G-Y} и E_{R-Y} поступают на модуля-

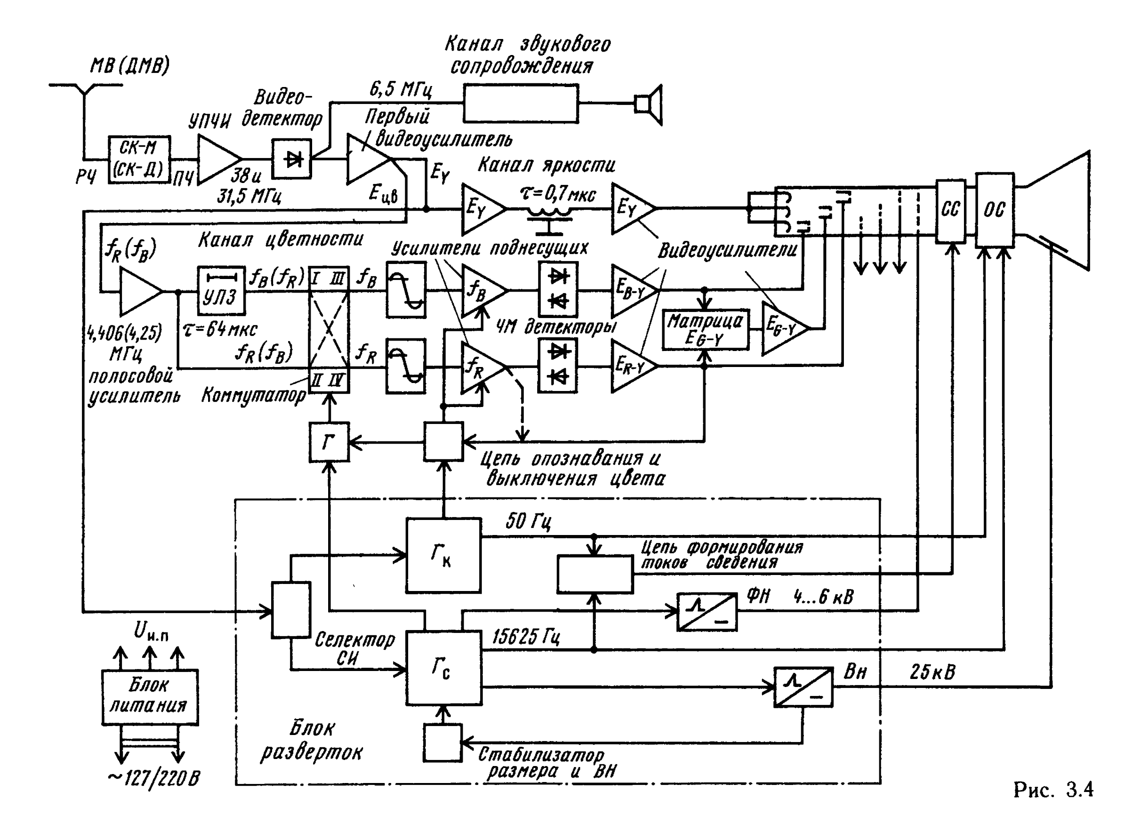


Рис. 3.4

торы прожекторов кинескопа. Одновременно на катоды прожекторов поступает яркостный сигнал E_Y с выхода видеоусилителя яркостного канала. В кинескопе происходит вычитание сигнала E_Y из сигналов E_{B-Y}, E_{G-Y} и E_{R-Y} (матрицирование), прожекторы оказываются промодулированными сигналами цветности E_B, E_G и E_R и на экране воспроизводится цветное изображение.

В современных полупроводниково-интегральных телевизорах матрицирование (вычитание) сигнала E_Y из сигналов E_{B-Y}, E_{G-Y} и E_{R-Y} производится не при модуляции кинескопа всеми этими сигналами, а в отдельном матричном устройстве, имеющемся в канале цветности. Полученные на выходе этого устройства сигналы E_B, E_R и E_G усиливаются в трех видеоусилителях и используются для модуляции трех пушек кинескопа по цепи катодов или модуляторов. Амплитуда сигналов E_B, E_R и E_G, необходимая для полной модуляции кинескопа, оказывается меньшей, чем у сигналов E_{B-Y}, E_{R-Y} и E_{G-Y}, что очень важно, когда в оконечных каскадах канала цветности применяются транзисторы.

Канал яркости (рис. 3.4). Он содержит линию задержки, в которой сигнал E_Y задерживается на время 0,6...0,8 мкс. Это необходимо для того, чтобы сигнал E_Y и запаздывающие сигналы цветности от одной и той же детали изображения одновременно модулировали прожекторы кинескопа. Из-за запаздывания сигналов цветности, усиливаемых в канале, полоса пропускания которого уже полосы канала яркости (1,5 и 6 МГц соответственно), краски на экране кинескопа могут сдвинуться относительно контуров деталей изображения.

При конструировании цветного телевизора радиолюбителям целесообразно использовать блоки и модули от унифицированных телевизоров промышленного производства.

Параметры телевизионных приемников

В зависимости от технических характеристик телевизионные приемники разделяются на стационарные с размером диагонали экрана не менее 50 см и переносные с размером диагонали экрана не более 45 см. Они должны принимать сигналы телецентров, работающих в каналах диапазонов МВ и ДМВ (табл. 3.1). В телевизионных приемниках с электронной настройкой каналы группируются в диапазоны: I — каналы 1 и 2; II — каналы 3—4; III — каналы 6—12; IV и V — каналы 21—60. Для обеспечения приема в IV и V диапазонах во всех телевизионных приемниках должна быть предусмотрена возможность установки блоков СК-Д. Значения ПЧ приняты: для сигналов изображения — 38,0 МГц, для сигналов звука — 31,5 МГц.

У стационарных телевизоров нестабильность частоты гетеродина от прогрева должна быть не более ±300 кГц, а при изменении напряжения питания от +5 до −10 % — не более ±200 кГц.

У переносных телевизоров в диапазонах I—III нестабильность частоты гетеродина как от прогрева, так и при изменении напряжения питания в тех же пределах не должна превышать ±300 кГц, а в диапазонах IV и V в зависимости от конкретного типа телевизора нормы утверждаются дополнительно. Частота следования кадров и полей установлена равной соответственно 25 и 50 Гц, частота разложения по строкам 15 625 Гц. Длительность обратного хода луча по вертикали и горизонтали должна составлять не более 5 % от периода кадровой развертки и не более 22 % от периода строчной развертки.

Основные параметры черно-белых телевизоров приведены в табл. 3.2.

Для всех черно-белых телевизоров:

номинальное сопротивление РЧ входной асимметричной цепи должно составлять 75 Ом, а коэффициент отражения в этой цепи не более 0,5;

уровень поля излучения гетеродина на расстоянии 3 м от телевизора на основных частотах и гармониках I—III диапазонов не должен составлять более 500 мкВ/м, а на основных частотах III—V диапазонов не более 1000 мкВ/м;

избирательность по ПЧ в полосе 31,25...39,25 МГц на I диапазоне должна быть не хуже 40 дБ, а на II—V диапазонах — 50 дБ; избирательность по зеркальному каналу на I—III диапазонах должна быть не хуже 45 дБ, а на IV—V диапазонах — 50 дБ (с селектором каналов с механической настройкой) и —30 дБ (с селектором каналов с электронной настройкой);

геометрические искажения растра типов «бочка», «подушка», «трапеция», «параллелограмм» не должны превышать 3 %;

синхронизация не должна нарушаться при изменении напряжения полного телевизионного сигнала в пределах регулировки контрастности и при изменении напряжения сети ±10 %;

должно отсутствовать яркое пятно на экране после выключения телевизора;

должна быть возможность подключения телефонов как при включенных, так и при выключенных громкоговорителях;

Таблица 3.2. **Основные параметры телевизоров черно-белого изображения**

Параметр	Норма для стационарных телевизоров	Норма для переносных телевизоров
Размер экрана кинескопа по диагонали, см	Не менее 50	Не более 45
Чувствительность тракта изображения, мкВ (дБ/мВт), не хуже:		
а) ограниченная шумом:		
I—III диапазоны	100 (—69)	
IV—V диапазоны	140 (—66)	
б) ограниченная синхронизацией:		
I—III диапазоны	55 (—74)	
IV—V диапазоны	90 (—70)	
Чувствительность тракта звукового сопровождения, ограниченная шумами мкВ (дБ/мВТ), не хуже:		
I—III диапазоны	55 (—74)	
IV—V диапазоны	110 (—68)	
Избирательность, дБ, не менее:		
а) в точке 1,5 МГц	40	30
в полосе ниже 1,5 МГц	38	28
б) в точке 8 МГц	45	30
в полосе выше 8 МГц	Снижение на 6 дБ/МГц	
Эффективность АРУ:		
изменение сигнала на входе, мВ	0,2...50	
изменение сигнала на выходе, дБ:	3	
Максимально допустимый входной сигнал, мВ (дБ/мВт), не менее:	87 (—10)	
Разрешающая способность в центре экрана (на краях) линий, не менее:		
по горизонтали	500 (—50)	450 (—50)
по вертикали	550 (—50)	450 (—50)
Нелинейность растра по горизонтали и по вертикали, %, не более	±10	±12
Нестабильность размеров изображения, %, не более:		
от прогрева	5	5
от изменения напряжения питания от +5 до —10 %	6	6
Номинальная входная мощность (для телевизоров с размером экрана 50 см)	2 (1)	По ТУ
Частотная характеристика тракта звукового сопровождения по звуковому давлению (при неравномерности не более 14 дБ), Гц, не уже:	100...10 000	По ТУ
Коэффициент гармоник канала звукового сопровождения по электрическому напряжению при номинальной мощности, %, не более:	4	По ТУ
Уровень акустического шума (для телевизоров с экраном менее 40 см), дБ, не более	40 (по ТУ)	40 (по ТУ)

телевизоры должны подключаться к сети напряжением 220 В и сохранять работоспособность при изменениях напряжения питания от +5 до −10 %, а переносные телевизоры должны, кроме того, иметь возможность подключаться к автономному источнику питания напряжением 12 В.

Для стационарных телевизоров необходимо обеспечить: наличие на модуляторе кинескопа постоянной составляющей сигнала, автоматическую (АПЧГ) и ручную подстройку частоты гетеродина; регулировку тембра по низким и высоким частотам; подключение магнитофона для записи звукового сопровождения; возможность управления как с помощью проводного, так и беспроводного ПДУ. Для телевизоров с диагональю экрана 50 см необходимо обеспечить выполнение этих же требований, но в них могут отсутствовать регулировка тембра, АПЧГ и возможность подключения ПДУ. В переносных телевизорах выполнение перечисленных требований необязательно, зато обязательным является наличие встроенной или прикладываемой в комплект антенны и ручки для переноса.

Цветные телевизоры так же, как и черно-белые, разделяются на стационарные (с диагональю экрана не менее 50 см) и переносные (с диагональю экрана не более 45 см). Основные их параметры, за исключением искажений растра при работе от несинхронной сети, разрешающей способности, максимальной яркости свечения, контрастности в крупных деталях, номинального напряжения при автономном питании и потребляемой мощности, должны быть такими же, как и у стационарных и переносных черно-белых телевизоров. Кроме того, у всех цветных телевизоров нелинейные искажения сигнала яркости могут быть не более 20 %, нелинейные искажения сигналов цветности — не более 10 %. Расхождение во времени сигналов яркости у стационарных телевизоров — не более ±150 нс, у переносных — не более ±200 нс. Максимальная погрешность сведения лучей на краях экрана у стационарных телевизоров может достигать 1,1 % от высоты рабочей части экрана, а у переносных — 1,5 %. Причем для телевизоров с применением кинескопов с самосведением лучей эта норма устанавливается в соответствии с ТУ на конкретный тип кинескопа. Геометрические фоновые искажения при работе от несинхронной сети у стационарных телевизоров не более 0,3 %, у переносных — 0,4 %.

Как в стационарных, так и в переносных цветных телевизорах необходимо обеспечить: передачу или восстановление постоянных составляющих сигналов яркости и цветности, автоматическое выключение канала цветности при приеме черно-белого изображения; ручное выключение и включение лучей кинескопа; автоматическое размагничивание кинескопа при включении; наличие баланса белого при изменении уровня выходных сигналов цветности в пределах работы регуляторов этих сигналов при включенном канале цветности, при включении и выключении цветовой поднесущей, а также при изменении напряжения питания от номинального в пределах от +5 до −10 %; сохранение устойчивости цветовой синхронизации при переключении с любого канала на канал с цветным изображением, при изменении уровня выходных сигналов цветности в пределах работы регулятора этих сигналов, при воздействии синусоидальной помехи, а также при изменении напряжения питания от номинального на ±10 %.

В стационарных телевизорах необходимо иметь автоматическое выключение контура режекции поднесущих при приеме черно-белого изображения и ручное выключение канала цветности. В переносных телевизорах выполнение этих двух требований необязательно. Как в стационарных, так и в переносных телевизорах регулировка цветового тона необязательна. Такие параметры, как подавление несущей звукового сопровождения, разрешающая способность, максимальная яркость свечения, контрастность в крупных деталях, перекрестные искажения сигналов цветности, нестабильность размеров изображения при изменении тока луча кинескопа, максимальная выходная мощность канала звукового сопровождения, среднее звуковое давление, коэффициент гармоник сигнала звукового сопровождения по звуковому давлению, неравномерность характеристики верности канала звукового сопровождения телевизора при записи звукового сопровождения на магнитофон, номинальное напряжение питания и потребляемая мощность, нормируются в ТУ на конкретный тип цветного телевизора.

Определение основных параметров телевизора по универсальной испытательной таблице

Для субъективного и объективного контроля основных параметров телевизоров и параметров черно-белого и цветного (по системе СЕКАМ) телевизионных изображений применяется универсальная электрическая испытательная таблица — УЭИТ, которая позволяет контролировать и корректировать следующие параметры:

формат изображения;

устойчивость синхронизации и частоту разверток;

растровые (геометрические) искажения;

четкость изображения;

воспроизведение градаций яркости;

тянущиеся продолжения и повторы из-за отраженных сигналов в антенне и фидере;

правильность чересстрочной развертки;

установку уровня черного;

установку центровки изображения;

совмещение (сведение лучей) трех изображений;

динамический баланс белого;

установку нулей частотных детекторов;

цветовые переходы;

соответствие уровней яркостного и цветоразностных сигналов на управляющих электродах приемной трубки;

временное совпадение яркостного и цветоразностных сигналов.

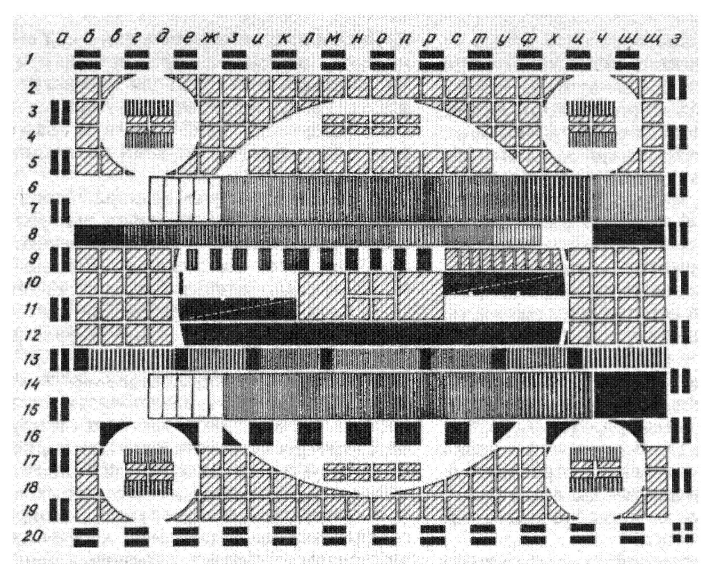


Рис. 3.5

Универсальная электронная испытательная таблица (УЭИТ) (рис. 3.5) имеет прямоугольную форму с отношением ширины к высоте 4:3. Отклонение ее от прямоугольной формы позволяет контролировать геометрические искажения телевизионного растра. Таблица имеет обрамление из чередующихся черно-белых (соответственно уровня черного и белого) прямоугольников в горизонтальных рядах 1 и 20 и в вертикальных а и э минимальной и максимальной яркости. Они используются для контроля работы амплитудных селекторов синхроимпульсов (устойчивости синхронизации) в телевизорах и видеоконтрольных устройствах (ВКУ). При неправильной работе селектора вертикальные линии на экране становятся ломаными. О максимальном размахе сигнала изображения можно судить, производя осциллографический контроль сигнала, соответствующего строкам обрамления УЭИТ.

Испытательная таблица имеет сетку из 17 горизонтальных и 25 вертикальных белых линий. Сетка служит для контроля линейности разверток, сведения лучей цветного кинескопа и искажений в виде многоконтурности (повторов). Для проверки искажений в виде многоконтурности может использоваться также темная вертикальная линия на белом прямоугольнике (квадрат 10, Е). Горизонтальные белые линии образуются в результате засветки двух соседних строк. Вертикальные линии сетки создаются импульсами длительностью, равной двум элементам разложения телевизионного изображения.

Участки 10, е—х и 11, е—х предназначены для проверки искажений в виде тянущихся продолжений.

Горизонталь 13 служит для проверки яркостной горизонтальной четкости. На ней находятся семь групп черно-белых штрихов, которым соответствуют сигналы частот 3; 4,5; 5,5; 4,5 и 3 МГц. Частотам 3; 4,5 и 5,5 МГц соответствует примерно 330, 440 и 550 линий четкости, определяемой по таблице ТИТ 0249. На экране цветного телевизора эти черно-белые штрихи приобретают дополнительную окраску, создаваемую сигналами от них, попадающими в канал цветности.

В участках 3,4 гд и цч; 17, 18, гд и цч расположены вертикальные черно-белые штрихи, которым соответствуют сигналы с частотой 3 и 4 МГц. Они используются для контроля четкости по углам таблицы и фокусировки электронного луча. На экране цветного телевизора по горизонтали 12, е—х воспроизводится непрерывное изменение цвета от зеленого до пурпурного с переходом через белое (серое) в середине полосы. По этим сигналам возможен осциллографический контроль ухода нулей и линейности АЧХ детекторов цветоразностных сигналов.

На участках 16, з—у имеются чередующиеся черно-белые квадраты, которые совместно с участками 14, 15, з—у предназначены для контроля соответствия уровней яркостного и цветоразностных сигналов. Контроль производят при включенном блоке цветности путем сравнения яркостей соответствующих участков горизонталей 16 и 14, 15 при закрытых двух лучах кинескопа. Для контроля закрывают синий и зеленый электронные лучи. Если яркость красного цвета на участках 16 и 14, 15 одинакова от з до у, то уровень сигнала красного соответствует установленному уровню яркостного сигнала. Соответствия добиваются изменением уровня сигнала красного или уровня яркостного сигнала. Затем открывают синий и закрывают красный лучи кинескопа Если яркость синего цвета на участках 16, 14, 15 неодинакова от з до у, то уровень сигнала синего не соответствует уровню яркостного сигнала. Уровень сигнала синего устанавливают, не изменяя уровня яркостного сигнала. Если при изменении уровня сигнала синего необходимого соответствия яркостей синего цвета между участками 16 и 14, 15 не получается, то изменяют уровень яркостного сигнала.

Однако после этого следует повторить операцию по установке уровня сигнала красного.

Центр УЭИТ образован пересечением горизонтальной белой линии на границе квадратов 10, 11, н, о с вертикальной линией, разделяющей участки н и о, которые служат для статического сведения лучей цветного кинескопа и для центровки изображения.

Для оценки качества чересстрочной развертки на участке 11, е—к расположена диагональная светлая линия При правильной чересстрочной развертке линия не имеет изломов и изгибов.

На экране цветного телевизора в горизонталях 6, 7, 14, 15 воспроизводятся цветные полосы различной яркости и насыщенности. Они предназначены для объективной оценки с помощью калориметра верности цветопередачи на разных уровнях яркости и для контроля основных цветов приемника (горизонтали 14, 15). Цветные полосы на горизонталях 14, 15 могут также использоваться для проверки коррекции предыскажений по видеочастоте (осциллографическим способом или визуально по воспроизведению переходов от одного цвета к другому).

На экране цветного телевизора в горизонтали 9, е—х воспроизводятся цветные штрихи для визуальной проверки цветовой четкости в следующей последовательности: желто-синие штрихи, которым соответствует частота импульсов 0,5 МГц, желто-синие (1,0 МГц), зелено-пурпурные (0,5 МГц), красно-голубые (1,0 МГц) и красно-голубые (0,5 МГц). По желто-синим штрихам (0,5 МГц) контролируют работу линии задержки яркостного канала и временное совпадение яркостного и цветоразностных сигналов. По цветным штрихам также возможен контроль настройки контура коррекции высокочастотных предыскажений. При правильной настройке этого контура цвет желто-синих и красно-голубых штрихов примерно соответствует аналогичным цветам горизонталей 6, 7. Если теряют окраску желтые и красные штрихи, то это означает, что указанный контур настроен на более высокую резонансную частоту, если же теряют окраску синий и голубой штрихи, то на более низкую частоту.

По горизонтали 8, г—с расположена шкала, которая создается ступенчатым сигналом. По ней контролируется воспроизведение градаций яркости, динамический баланс белого, а также установка нулей частотных детекторов цветоразностных сигналов. При правильной установке нулей серая шкала не должна изменять своего цветового оттенка при включенном и выключенном блоке цветности. Для их установки закрывают красный и зеленый (а затем синий и зеленый) лучи кинескопа Настраивая контур частотного детектора канала синего (красного), добиваются равенства яркостей участков горизонтали синего (красного) цвета при включенном и выключенном блоке цветности.

Участки 8, д и г служат для установки уровня черного. Уровень сигнала, соответствующего участку 8, д, на 4 % выше уровня черного. Сначала, регулируя яркость изображения, добиваются, чтобы на участках 8, г и 8, д было заметно различие по яркости. Затем яркость уменьшают до тех пор, пока яркости этих участков не сравняются.

3.2. СЕЛЕКТОРЫ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАНАЛОВ

Требования к селекторам

К УРЧ, входящему в состав селектора, предъявляются следующие основные требования:

уровень собственных шумов, вносимых УРЧ, должен быть минимальным;

принятый сигнал должен усиливаться до уровня, превышающего уровень собственных шумов, следующего за УРЧ преобразовательного каскада;

неравномерность полосы принимаемых частот на всех каналах — от несущей изображения до несущей звука — должна быть не более 2...3 дБ.

В УРЧ транзистор включают по схеме ОБ. Для устойчивой работы такого УРЧ не нужна нейтрализация внутренней обратной связи, возникающей в транзисторе за счет емкости коллекторного перехода. Наименьший уровень внутренних шумов УРЧ на транзисторе достигается при токе коллектора 2...3 мА.

В преобразователях частоты селекторов наибольшее распространение получил двухтранзисторный преобразователь. Один транзистор в нем работает в смесителе, второй — в гетеродине. Транзистор смесителя включают по схеме ОБ. Режим работы смесителя выбирается из соображений получения максимального коэффициента преобразования (величина внутренних шумов смесителя не имеет такого значения, как в УРЧ). Связь между УРЧ и смесителем может быть индуктивной или емкостной. Максимальный коэффициент преобразования обеспечивается при напряжении от гетеродина 200...300 мВ.

Гетеродин выполняют по емкостной трехточечной схеме, в которую входят емкости коллекторного и эмиттерного переходов. Обратная связь осуществляется через дополнительный конденсатор небольшой емкости. Стабильность частоты гетеродина зависит от температурных свойств транзистора и его деталей. Для ее улучшения применяют конденсаторы с отрицательными ТКЕ. Чтобы генерируемая частота не зависела от напряжения питания, гетеродин стабилизируют с помощью стабилитрона.

Селекторы с электронным переключением каналов

Механические переключатели, использовавшиеся в селекторах для переключения каналов, имели ряд недостатков, главными из которых были окисление и стирание контактов, а также понижение надежности фиксации из-за износа механических частей в процессе эксплуатации. При приеме программ нескольких телецентров из-за частого переключения возникали поломки ряда механических частей таких переключателей — статорных пружинных контактов, роторных пластмассовых контактных планок и деталей фиксатора. Помимо этих недостатков механические многоканальные барабанные переклю-

чатели, применяемые в селекторах, имели значительные габаритные размеры, существенно увеличивающие размеры телевизоров, особенно портативных, где остальные детали, включая кинескоп, делаются малогабаритными.

Важным преимуществом селекторов с бесконтактным электронным переключением каналов является возможность осуществления сенсорного (кнопочного, от касания пальца) переключения, а также различных систем дистанционного и программируемого переключения каналов. Создание селекторов с электронным переключением каналов и с электронной настройкой стало возможным благодаря разработке специальных переключающих диодов, обладающих очень малым (несколько десятых долей ома) сопротивлением во включенном состоянии, а также благодаря разработке варикапов с увеличенным перекрытием по емкости и удовлетворительной добротностью вплоть до высоких частот диапазона ДМВ. Из-за наличия в контурах селекторов с электронным переключением каналов нелинейных элементов — варикапов и переключающих диодов — при приеме слабых сигналов в присутствии сильного сигнала возникает кроссмодуляция. При этом слабые сигналы оказываются промодулированы сильным сигналом и прием слабых сигналов становится невозможным. В этих условиях следует применять селекторы с механическим переключением каналов (СКМ-15 ПТКП-3), у которых во входных контурах нет нелинейных элементов.

Селектор каналов СК-М-24 (рис. 3.6). Селектор телевизионных каналов МВ СК-М-24 — транзисторный, с электронными настройкой, коммутацией поддиапазонов и переключением каналов, применяется в черно-белых и цветных телевизорах. Из-за ограниченного перекрытия по емкости применяемый для настройки варикапов селектор содержит два ВЧ тракта, один из которых работает в диапазонах I и II, а другой в диапазоне III.

Селектор (рис. 3.6) состоит из входного ФВЧ, двух раздельных УРЧ, выполненных на транзисторах VT1 и VT2, общего смесителя на транзисторе VT3 и двух гетеродинов, собранных на транзисторах VT5 и VT4 по схеме с емкостной обратной связью.

На поддиапазонах I и II входная цепь образована элементами L6—L8, C8, C9, VD1, а на диапазоне III — L9, L10, C5, C6, C10, VD2. Для переключения диапазонов на гнезда 1 и 7 разъема X1 нужно подать питающие напряжения. Трехзвенный ФВЧ L1C1L2L3C2C3L4 предназначен для подавления сигналов ПЧ.

В УРЧ работают транзисторы VT1 и VT2, включенные по схеме ОБ. При таком включении транзисторов не нужны цепи нейтрализации, становится равномерней усиление по диапазону и малы нелинейные искажения. Необходимая глубина АРУ достигается при изменении напряжения АРУ, подаваемого на базу транзисторов VT1 и VT2 от 9 до 4 В. Опасность выхода из строя транзисторов VT1 и VT2 при разрыве цепи АРУ устраняется диодами VD3 и VD4. Диоды VD3 и VD4 служат также для защиты от пробоя перехода база — эмиттер транзисторов VT1 и VT2 при отключении напряжения питания +12 В от селектора. Для увеличения крутизны АРУ в коллекторную цепь транзисторов включены резисторы R9 и R10.

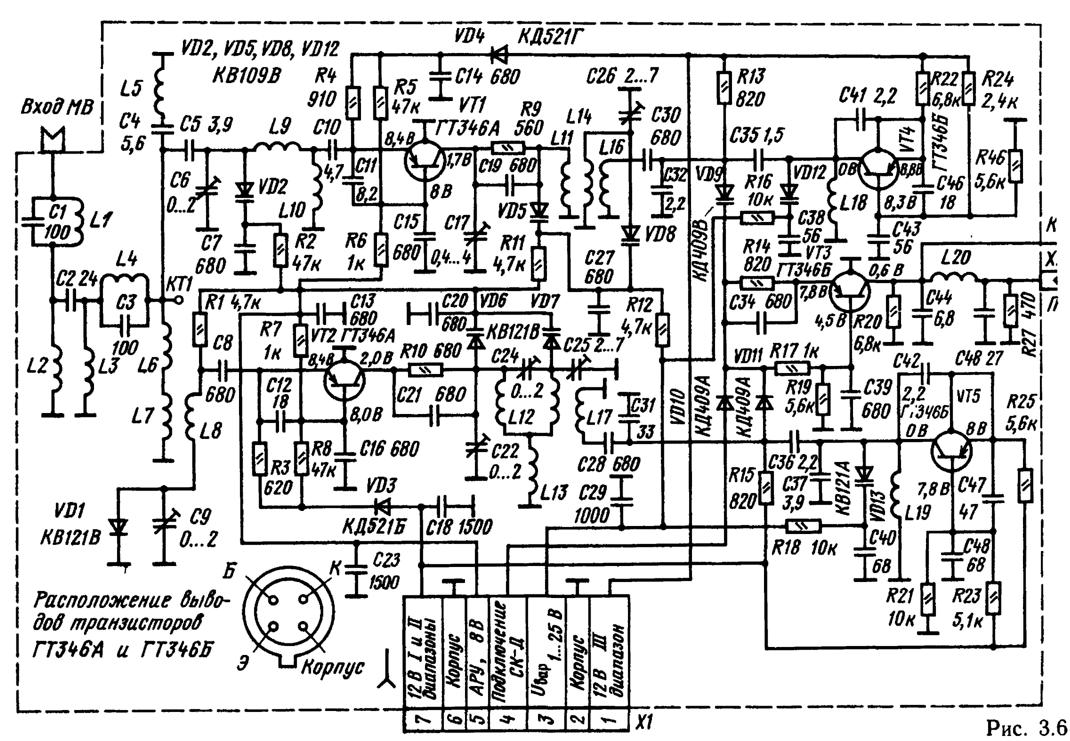


Рис. 3.6

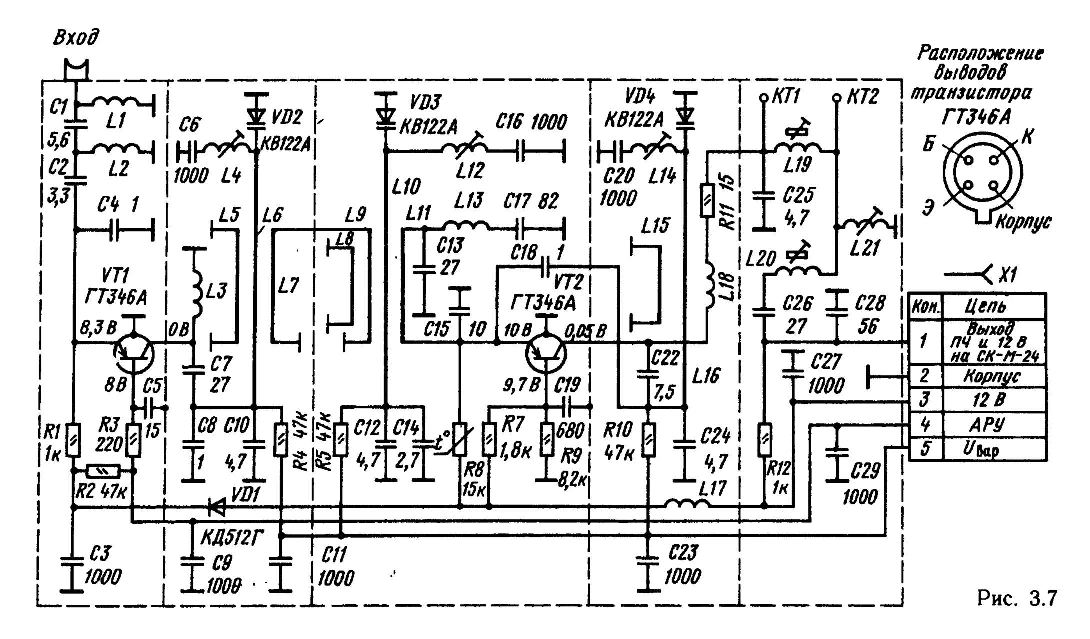


Рис. 3.7

Для получения необходимой ширины полосы пропускания и избирательности в качестве нагрузки УРЧ используется полосовой фильтр. На поддиапазонах I и II он состоит из элементов L12, L13, L15, C22, C24, C25, VD6 и VD7. Связь между первичным и вторичным контурами полосового фильтра на поддиапазонах I и II осуществляется через катушку L13 и взаимосвязанные катушки L12 и L15. На поддиапазоне II в фильтр входят элементы L11, L14, C17, C26, VD5. Катушки L16 и L17 индуктивно связаны с L14 и L15 и соответственно обеспечивают связь со смесителем на обоих поддиапазонах.

В смесителе работает транзистор VT3, включенный по схеме ОБ. Нагрузкой транзистора служит П-контур L20C44C48 с полосой пропускания около 7 МГц. Селектор имеет выходное сопротивление 75 Ом, что делает некритичной длину кабеля, соединяющего селектор с входным контуром УПЧИ телевизора.

В гетеродинах селектора работают транзисторы VT4 и VT5, включенные по схеме ОБ и образующие с контурами L18VD12 и L19VD13 емкостную трехточечную схему. Сигналы гетеродинов с амплитудой, необходимой для достижения оптимальной крутизны преобразования, снимаются с этих контуров и через конденсаторы C35 и C36 и диоды VD9 и VD11 подаются на эмиттер транзистора VT3 смесителя. Диоды VD9 и VD11 обеспечивают коммутацию сигналов и гетеродинов при смене поддиапазона.

Сигналы от селектора ДМВ подаются на эмиттер транзистора VT3 через диод VD10. Этот сигнал поступает с П-контура селектора ДМВ с электронной настройкой СК-Д-24. Селекторы соединяют отрезком коаксиального кабеля любого типа с собственной емкостью 15 пФ. В этом случае транзистор VT3 работает как дополнительный усилитель ПЧ. Питание УРЧ и гетеродинов селектора МВ при этом отключается.

В селекторе СК-М-24 электронная настройка на необходимый телевизионный канал осуществляется подачей через гнездо 3 разъема X1 на варикапы VD1, VD2, VD5—VD13 соответствующего напряжения, изменяющегося в пределах 1...25 В.

При подключении селектора ДМВ отключается напряжение питания 12 В, подаваемое на УРЧ и гетеродины, а с гнезда 4 снимается напряжение, открывающее диод VD10 и питающее смеситель. При этом сигналы ПЧ с селектора ДМВ беспрепятственно поступают на транзистор VT3.

Селектор каналов СК-Д-24 (рис. 3.7). Селектор каналов ДМВ-МКД-24 рассчитан на совместную работу с селектором МВ СК-М-24. Перестройка селектора СК-Д-24 — электронная, осуществляется подачей изменяющегося напряжения на варикапы селектора. Вход селектора ассиметричный, рассчитан на подключение антенного фидера с волновым сопротивлением 75 Ом. Выход селектора соединяют коаксиальным кабелем емкостью 15 пФ со входом ДМВ селектора СК-М-24.

Селектор СК-Д-24 (рис. 3.7) состоит из УРЧ и преобразователя. В УРЧ работает транзистор VT1 по схеме ОБ. Входная цепь C1, L1, C2, C4, L2 согласует входное сопротивление транзистора VT1 с волновым сопротивлением антенного фидера и одновременно является ФВЧ, осуществляющим подавление сигналов, частота которых ниже частот ДМВ.

Нагрузкой УРЧ является полосовой фильтр из полуволновых коаксиальных контуров VD2L6L4C6L5C8C10 и VD4L10L8L12C16C12C14. Фильтр обеспечивает необходимую избирательность селектора по зеркальному каналу. Элементом связи между контурами является щель в экранной перегородке с помещенной в ней петлей связи L7 и L9. Диод VD1 и резистор R2 защищают транзистор VT1 от выхода из строя в случае подачи только одного из напряжений: напряже-

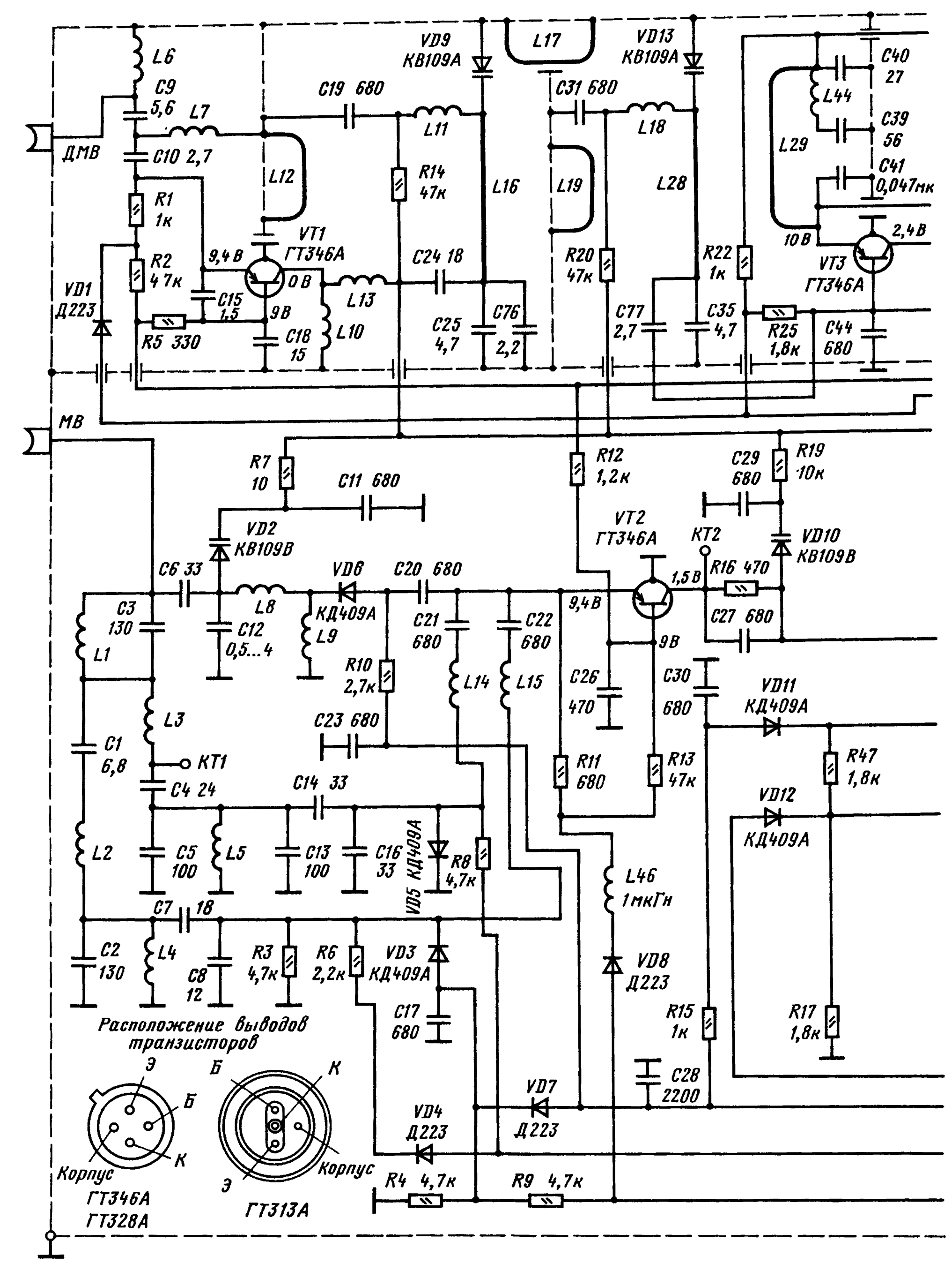
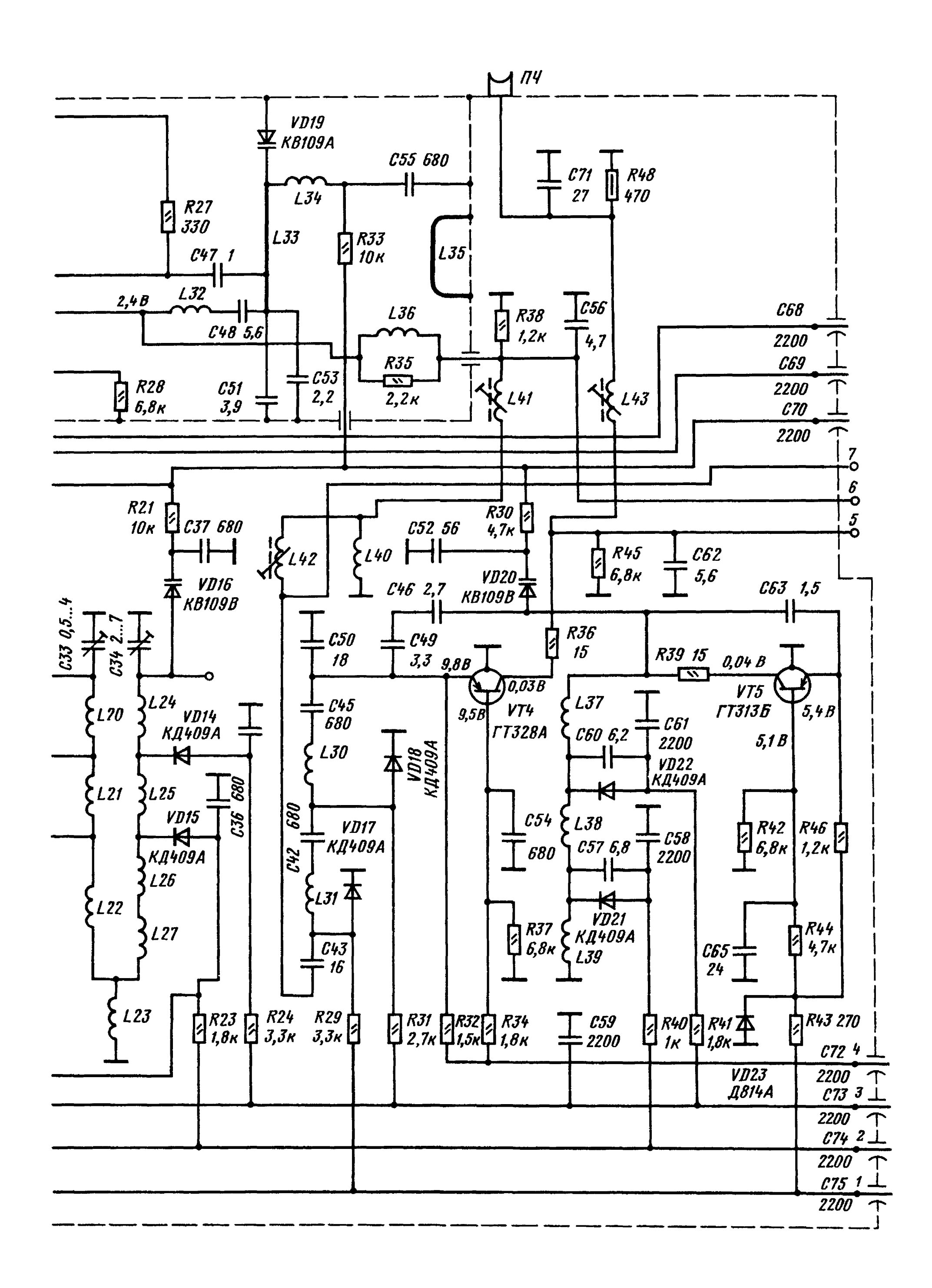


Рис. 3.8


ПЧ
VD19
КВ109А
C55 680
C71
27
R48
470
R27
330
L34
L33
R33
10к
C47 1
L35
2,4В
L32
C48 5,6
L36
R38
1,2к
C56
4,7
C68
2200
C69
2200
C70
2200
R28
6,8к
C51
3,9
C53
2,2
R35
2,2к
L41
L43
R21
10к
C37 680
VD16
КВ109В
L42
L40
C52 56
R30
4,7к
VD20
КВ109В
R45
6,8к
C62
5,6
C46 2,7
C63 1,5
C33 0,5...4
C34 2...7
C50
18
C49
3,3
9,8В
R36
15
R39 15
0,04 В
0,03В
VT4
ГТ328А
9,5В
VT5
ГТ313Б
5,4В
L24
L70
VD14
КД409А
C45
680
L37
C61
2200
C60 6,2
5,1 В
L30
VD18
КД409А
VD22
КД409А
L21
L25
C36 680
VD15
КД409А
680
C42
VD17
КД409А
C54
680
L38
C58
2200
C57 6,8
R42
6,8к
R46
1,2к
L26
L31
L22
L27
C43
16
R37
6,8к
VD21
КД409А
L39
C65
24
R44
4,7к
L23
R23
1,8к
R24
3,3к
R29
3,3к
R31
2,7к
R32
1,5к
R34
1,8к
C59
2200
R40
1к
R41
1,8к
R43 270
C72
2200
VD23
Д814А
C73
2200
C74
2200
C75
2200
7
6
5
4
3
2
1

ния питания транзистора 12 В или напряжения АРУ.

Преобразователь частоты с совмещенными смесителем и гетеродином выполнен на транзисторе VT2 по схеме ОБ. Для снятия сигнала со вторичного контура фильтра УРЧ и подачи его на эмиттер транзистора VT2 служит петля связи L11, которая с конденсаторами C13 и C15 образует контур. Контур гетеродина VD4L14—L16C20 подключен к коллектору транзистора VT2 через конденсатор C22. Нагрузкой транзистора VT2 для ПЧ является выходной фильтр C25L19C26L20L21C28. Гетеродин преобразователя выполнен по трехточечной схеме с обратной связью через конденсатор C18. Делителем из резисторов R7, R9 устанавливается оптимальный режим работы транзистора VT2. Последовательная цепь L18, R11, C25 исключает влияние емкости варикапа VD4 (через конденсатор C22) на резонансную частоту выходного контура (на ПЧ варикап зашунтирован этой цепью, так как резонансная частота ее находится в области ПЧ).

Колебательными контурами УРЧ и преобразователя в селекторе служат отрезки коаксиальных линий, электрическая длина которых увеличена на одном конце емкостями варикапов, на другом — емкостями постоянных конденсаторов. Подбором емкости конденсаторов C8, C14 и C24 достигается точное сопряжение контуров на нижних, а подстроечными элементами L4, L12 и L14 — на верхних частотах диапазона. Сопряжение настройки контуров во всем диапазоне достигается одинаковостью вольт-фарадных характеристик варикапов (в диапазоне напряжений от 0,5 до 25 В отличие характеристик должно быть не более ±1,5 %). Покрытие всего диапазона частот достигается изменением напряжения смещения на варикапах в пределах от 1 до 25 В, подаваемого на гнездо 5 разъема включения X1.

Элементы L18 и C25 образуют фильтр, не пропускающий напряжение частоты гетеродина в выходную цепь селектора. При соединении селекторов СК-Д-24 и СК-М-24 транзистор VT2 нагружен фильтром из двух связанных контуров. Первый контур C25L19 и второй L20C26C28 связаны через индуктивность L21.

Селектор СК-Д-22 выполнен в металлическом корпусе, разделенном внутренними перегородками на пять отсеков. В первом отсеке размещена входная цепь, во втором и третьем расположены соответственно первый и второй контуры полосового фильтра УРЧ, в четвертом — контур гетеродина, а в пятом — выходной контур ПЧ. Средними проводниками контурных коаксиальных линий L6, L10 и L16 служат отрезки посеребренного медного провода. Эти отрезки располагаются посередине отсеков, стенки которых являются вторым проводником линии. Все эти особенности надо иметь в виду, монтируя селектор внутри телевизора. Не следует включать селектор с незакрытой крышкой, а также использовать для его механического крепления длинные винты, концы которых могут пройти внутрь отсеков и расстроить коаксиальные линии.

Всеволновый селектор каналов СКВ-1 (рис. 3.8). Он предназначен для селекции, усиления и преобразования телевизионных сигналов МВ и ДМВ. По сравнению с отдельными селекторами МВ и ДМВ всеволновый селектор проще в подключении к остальным блокам телевизора и удобней для размещения в нем. Основные параметры селектора СКВ-1 приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3. **Основные параметры селектора СК-В-1**

Параметр	Диапазон	
	МВ	ДМВ
Коэффициент усиления, дБ	22	22
Глубина АРУ, дБ	20	20
Коэффициент шума, кТо	6	12
Коэффициент отражения	0,35	0,5
Неравномерность АЧХ, дБ	2,0	2,5
Избирательность, дБ:		
по зеркальному каналу	50	35
по ПЧ	48	65
Уход частоты гетеродина, кГц:		
при повышении окружающей температуры на 15 °С	180	950
при изменении питающих напряжений на +6 и —10 %	150	500
Напряжение питания, В	12	12
Потребляемый ток, мА	100	43
Габаритные размеры селектора, мм	132×120×35	

Селектор МВ (рис. 3.8) состоит из входных цепей, УРЧ на транзисторе VT2, смесителя на транзисторе VT4 и гетеродина на транзисторе VT5. Прием в диапазоне МВ осуществляется на трех поддиапазонах: I — 49...66 МГц, II — 77...100 МГц, III — 175...230 МГц. Переключение с одного поддиапазона на другой происходит при подаче на выводы 2 и 3 селектора напряжений различной полярности.

Входные цепи позволяют согласовать волновое сопротивление антенны с входным сопротивлением УРЧ. На поддиапазоне I используется широкополосная цепь L3, C4, C5, L5, C13, C14, C16, L14, а на поддиапазоне II — C1, L2, C2, L4, C7, C8, L15. Для подавления сигналов ПЧ на входе этих цепей включен режекторный контур L1C3. Входной цепью поддиапазона III является одиночный резонансный контур C6VD2C12L8L9. Диоды VD3—VD7 в зависимости от полярности поданного на выводы 2 и 3 селектора напряжения коммутируют входные цепи так, что сигнал проходит только через входную цепь необходимого поддиапазона. Входные цепи других поддиапазонов в то же время замкнуты накоротко или отключены.

Усилитель радиочастоты охвачен АРУ. Необходимая глубина ее достигается при изменении напряжения АРУ от 9 (номинальное) до 2 В. Опасность выхода из строя транзистора VT2 при отсутствии напряжения АРУ устраняется включением резистора R13. Диод VD8 служит для защиты от пробоя транзистора при отсутствии напряжения на выводе 1. Транзистор VT2 нагружен на полосовой фильтр, который на поддиапазоне III состоит из первичного контура VD10C33L20, вторичного VD16C34L24 и катушки связи L30 со смесителем. На поддиапазоне II в

контуры включаются катушки L21 и L25, а на поддиапазоне I — L22, L23, L26, L27. Катушка L31 индуктивно связана с катушками L25 и L26 и поддерживает связь со смесителем на обоих поддиапазонах. При приеме на поддиапазоне III нижние по схеме выводы катушек L20, L24 и L30 соединены через диоды VD11, VD14 и VD18 с общим проводом. При работе на поддиапазоне II эти диоды закрыты, а с общим проводом через диоды VD12, VD15 и VD17 оказываются соединенными катушки L21, L25 и L31 соответственно. При приеме на поддиапазоне I закрыты и диоды VD12, VD15. Первичный и вторичный контуры связаны на поддиапазоне I катушкой связи L23. Катушка L26 имеет индуктивную связь с катушкой L31 и создает необходимую дополнительную связь со смесителем на поддиапазоне I.

Нагрузкой смесителя на VT4 служит П-контур C62L43C71, согласующий выход селектора со входным сопротивлением УПЧИ (75 Ом) и уменьшающий уровень сигнала гетеродина на выходе.

Сигнал гетеродина, собранного по емкостной трехточечной схеме, снимается с контура L37—L39 VD20C52C57C60 и через конденсаторы C46, C49 поступает на эмиттер транзистора смесителя. Коммутационные диоды VD21, VD22 замыкают накоротко катушки L39 и L38 при приеме на II и III поддиапазонах соответственно. Конденсаторы C57 и C60 служат для сопряжения между контурами гетеродина и полосового фильтра УРЧ на I и II поддиапазонах соответственно. Стабильность частоты гетеродина обеспечивается включением стабилитрона VD23.

Селектор ДМВ состоит из входной цепи и УРЧ на транзисторе VT1. В качестве резонансных контуров используются отрезки полуволновых линий. Во входной цепи включен фильтр верхних частот C9C10L7. Катушка L6 позволяет снимать статические заряды и подавлять сигналы ПЧ на входе селектора. Диод VD1 предохраняет транзистор VT1 в УРЧ от пробоя при отключении напряжения питания. Напряжение АРУ на его базу подается через резистор R5. Нагрузкой УРЧ является полосовой фильтр L16C25VD9L28C35VD13 L18. Связь между контурами полосового фильтра осуществляется через щель связи и дополнительную петлю L17. Усиленный сигнал снимается с фильтра петлей связи L29 на эмиттер транзистора VT3 преобразователя, выполняющего функции гетеродина и смесителя. Гетеродин построен по схеме с емкостной обратной связью через конденсатор C47. Колебательный контур L33C51C53VD19 является контуром гетеродина. Сигнал ПЧ снимается через катушку L36 на полосовой фильтр C56L40L41L42C43. Смеситель на транзисторе VT4 используется как дополнительный УПЧ при приеме в ДМВ.

Переключение на желаемый поддиапазон производится подачей напряжений различной полярности на выводы 1—3, 9 селектора. Настройка селектора на канал в поддиапазоне осуществляется изменением напряжения, подаваемого на варикапы (вывод 8).

Катушки L41—L43 селектора намотаны на каркасах из полистирола диаметром 5,3 мм, в один слой, сердечники из латуни диаметром 4,2 мм; остальные катушки — бескаркасные. Катушки L13 и L32 содержат по два витка и имеют внутренний диаметр 2 мм. Для изготовления этих катушек использованы выводы конденсаторов C24 и C48 соответственно. Все остальные катушки намотаны проводом ПЭВТЛ-1.

Контуры селектора ДМВ выполнены в виде коаксиальных линий, состоящих из внутренних проводников и экранов прямоугольного сечения. Внутренние проводники линий L16, L28, L33 состоят из медного или латунного провода, покрытого серебром толщиной 10...12 мкм. Диаметр проводников L16, L28—1,2, а проводника L33 — 2 мм, их длина 33,5 мм. Петли связи L12, L17, L19, L29, L35 линий выполнены проводом ПЭВТЛ-1 диаметром 0,8 и 0,64 (L29) мм. Петли связи имеют П-образную форму. Высота петель L12, L17, L19, L35 — 11 мм, а петли L29 — 8 мм; длина средней части петель L12, L19, L35 — 19 мм, петли L17 — 13 мм, а L29 — 31 мм.

Дроссель Др-1 — бескаркасный, внутренний диаметр — 3 мм. Он содержит 19,5 витков провода ПЭВТЛ-1 0,41. Дроссель Др2 — ДМ-0,1.

Бесконтактное переключение каналов. Сенсорные устройства

Использование в телевизорах селекторов каналов с электронными настройкой и переключением каналов дает возможность применить переключатель, аналогичный кнопочному, но срабатывающий от одного лишь касания пальцем кнопки (сенсора). Устройства, в которых от такого касания вырабатываются электрические сигналы для управления селекторами, называют *сенсорными*. Существуют сенсорные устройства, которые реагируют на касание пальцем сразу двух контактов. При этом вводится сопротивление пальца между этими контактами устройства. Применяются также псевдосенсорные устройства, в которых выбор программ осуществляется легким нажатием на датчик. Существуют и кнопочные устройства, в которых выбор программ осуществляется с помощью механических переключателей.

Все эти устройства имеют одинаковую структурную схему (рис. 3.9). Рядом с сенсором или

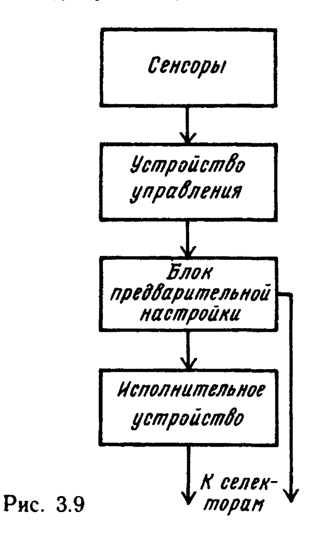


Рис. 3.9

кнопкой размещается индикатор, указывающий номер соответствующей телевизионной программы или один, общий для всех программ, индикатор — цифровая лампа.

При касании одного из сенсоров или нажатии на кнопку вырабатываются необходимые сигналы в устройстве управления селектором, которое состоит обычно из триггерных ячеек.

Переключатели поддиапазонов и переменные резисторы, с которых снимаются напряжения на варикапы селектора каналов, объединены в блок предварительной настройки. Если в телевизоре применены селекторы СК-М-24, СК-Д-24 или СКВ-1, то для них необходимо иметь сенсорное устройство типа СВП-4-1. В этом устройстве вырабатываются управляющие напряжения для подачи на коммутирующие цепи и на варикапы селекторов каналов.

Сенсорное устройство СВП-4-1 (рис. 3.10) позволяет переключать селекторы с электронной настройкой для приема любой из шести заранее настроенных программ в любом из диапазонов. Номер выбранной программы высвечивается индикаторными лампами, расположенными рядом с сенсорами или вмонтированными в них. На плате выбора программ расположены: шесть кнопок SA1—SA6; шесть индикаторов HL1—HL6; входной ключ на транзисторах VT10 и VT11; мультивибратор на двух ячейках 2И—НЕ микросхемы DD1 (выводы 1—6); трехразрядный счетчик на JK триггере микросхемы DD2 и двух D триггерах микросхемы DD3; дешифратор на микросхеме DD4; ключи переключения поддиапазонов на

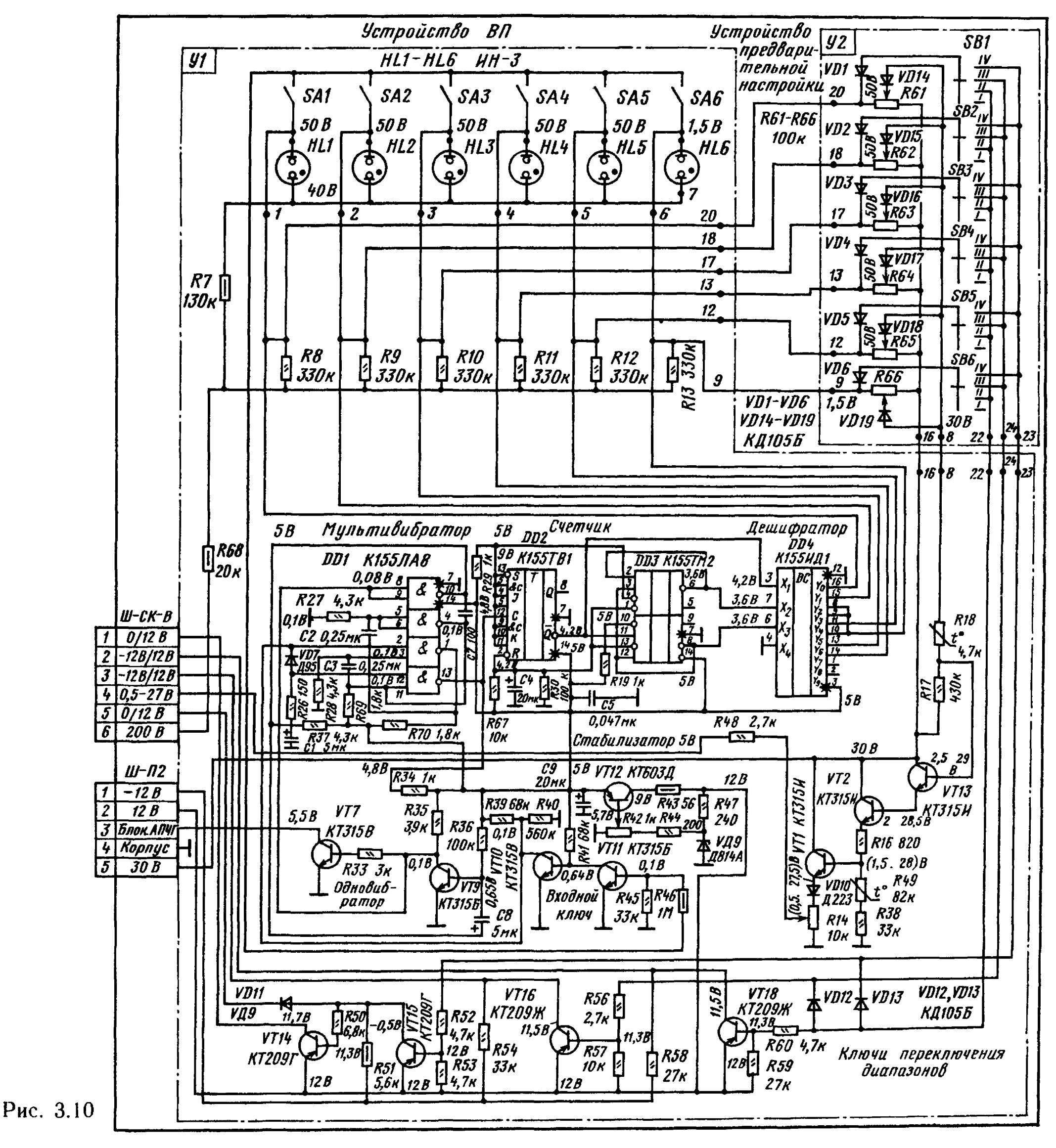


Рис. 3.10

транзисторах VT14—VT16; устройство отключения цепи АПЧГ на ячейке 2И—НЕ микросхемы DD1 (выводы 7—9) и на транзисторах VT7 и VT9; составной повторитель напряжения настройки 27 В для варикапов селектора на транзисторах VT1, VT2 и VT13; стабилизатор VT12 напряжения 5 В для питания микросхем DD1, DD4. На плате предварительной настройки расположены переменные резисторы настройки R61—R66 и переключатели поддиапазонов SB1—SB6, управляющие ключами на транзисторах VT14—VT16.

При включении телевизора питающее напряжение 5 В подается на микросхемы DD1—DD4 мгновенно, а напряжение на конденсаторе C4, связанном с R-входами триггеров счетчика, равно нулю. Пока конденсатор C4 не успел зарядиться, триггеры устанавливаются в нулевое состояние, т. е. на выходах счетчика появляется код 000, а на инверсных его выходах — 111. Дешифратор преобразует этот код в напряжение низкого уровня (1,5 В), который появляется только на том из выходов дешифратора (вывод 10), который соответствует поступившему коду. При этом напряжение, приложенное к электродам лампы HL6, превышает потенциал ее зажигания, а напряжение на резисторе настройки R66 достигает значения 28,5 В. На остальных выходах дешифратора в это время имеются напряжения высокого уровня, что обеспечивает разность потенциалов на лампах HL1—HL5, недостаточную для их зажигания, и более высокий положительный потенциал на движках резисторов настройки R61—R65, закрывающий диоды VD14—VD18. Открытым оказывается лишь диод VD19, через который напряжение настройки с резистора R66 поступает на вход составного повторителя на транзисторах VT1, VT2 и VT13. В результате засвечивается лампа HL6, пронумерованная на лицевой панели первой, включается диапазон, выбранный переключателем SB6, и телевизор принимает программу, условно пронумерованную первой.

Для перехода на прием другой программы замыкают соответствующую ей кнопку (SA1—SA6). Через замкнутую кнопку и резистор R46 высокий потенциал с выхода дешифратора открывает входной ключ на транзисторах VT11, VT10, который вводит мультивибратор в режим автоколебаний. Импульсы одновибратора через инвертор на ячейке 2И—НЕ микросхемы DD1 (выводы 11—13) поступают на счетчик и начинают изменять код на его выходах. При появлении напряжения низкого уровня на том выходе дешифратора, который связан с включенной кнопкой, входной ключ перейдет в исходное состояние и мультивибратор остановится. При этом на счетчике зафиксируется код выбранной программы, а напряжение низкого уровня с данного выхода дешифратора зажжет выбранную индикаторную лампу (HL1—HL6) и запитывает соответствующий резистор настройки (R61—R66) и соединенный с ним переключатель диапазонов (SB1—SB6). Одновибратор устройства отключения АПЧГ на транзисторе VT9 и ячейке микросхемы DD1 (выводы 8—10) запускается первым импульсом мультивибратора и формирует импульс длительностью 1,5 с, блокирующий через транзистор VT7 устройство АПЧГ на время установления новых напряжений на варикапах селекторов каналов.

3.3. СХЕМЫ УПЧИ ТЕЛЕВИЗОРОВ ЧЕРНО-БЕЛОГО И ЦВЕТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Требования к УПЧИ

Главное требование к УПЧИ сводится к необходимой форме частотной характеристики и избирательности при широкой полосе передаваемых частот и передаче лишь одной боковой части этой полосы. Кроме того, предъявляются дополнительные требования к фазовой характеристике, т. е. к фазовым искажениям.

Форма частотной характеристики выбирается такой, чтобы обеспечить наименьшие искажения на низких частотах, которые могут возникнуть из-за частичного подавления одной боковой полосы частот при передаче, а также чтобы уменьшить помехи от телецентров, работающих на соседних каналах, и устранить помехи от сигнала звукового сопровождения с несущей частотой $f_{зв}$ в принимаемом канале (рис. 3.11, *а*). Усилитель усиливает лишь часть передаваемого спектра частот, определяемую формой его частотной характеристики (рис. 3.11, *б*). При этом несущая ПЧ изображения должна располагаться на середине правого пологого склона характеристики. Недостаточный уровень (менее 100 %) частот, расположенных слева поблизости от несущей, компенсируется некоторым пропусканием этих частот справа от несущей. В результате суммарный уровень всех низких частот приводится к 100 %.

Избирательность УПЧИ зависит от крутизны склонов частотной характеристики. Для обеспечения наименьших фазовых искажений крутизну правого склона нельзя делать слишком высокой. Вследствие нелинейности фазовой характеристики (участки аб и вг на рис. 3.11, *в*) частотные составляющие сигнала отстают друг от друга по фазе неравномерно, т. е. нелинейно задерживаются во времени. В результате синусоидальные составляющие видеосигнала складываются с опережением или с запаздыванием фазы, и форма принятого видеосигнала искажается: на нем появляются всплески — положительные или отрицательные выбросы. Это приводит к появлению светлых или темных «окантовок» справа или слева от контуров изображения.

Если положение несущей ПЧ изображения на правом склоне характеристики изменить так, чтобы она располагалась на уровне 0,2...0,3 (рис. 3.11, *б*), то усиление высоких частот (по отношению к низким) будет велико; четкость при этом может возрасти, но появятся фазовые искажения (неестественная выпуклость деталей изображения и повторы). Высокий уровень несущей приводит к подъему средних и низких частот (за деталями изображения тянутся серые полосы).

В телевизорах для получения разностной ПЧ звукового сопровождения (6,5 МГц) несущая ПЧ звукового сопровождения (31,5 МГц) должна проходить через общий УПЧИ на уровне 0,05...0,1 от левого склона частотной характеристики. Этот

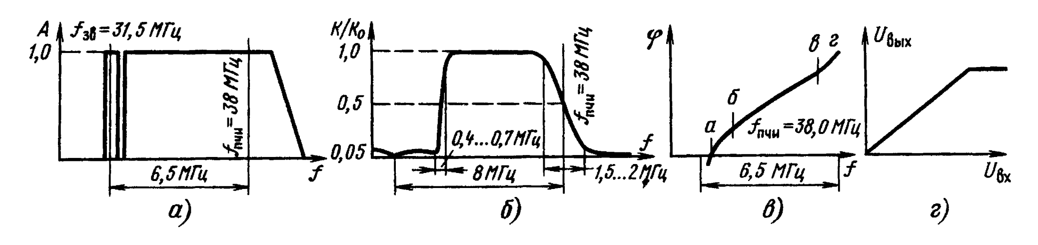


Рис. 3.11

участок характеристики должен иметь вид плоской ступени, иначе ЧМ сигнал звукового сопровождения будет преобразован в АМ сигнал и на изображении появятся помехи от звука.

Амплитудная характеристика УПЧИ должна быть линейной (рис. 3.11, *г*). Из-за амплитудных искажений полутона в изображении будут передаваться неверно, могут нарушиться амплитудные соотношения между частотными составляющими спектра и появятся новые частотные составляющие. Амплитудные искажения могут возникнуть из-за ограничения усиленных сигналов в последнем каскаде УПЧИ, а также из-за перегрузки УПЧИ при неправильной работе АРУ.

Коэффициент усиления УПЧИ должен быть таким, чтобы при минимальном уровне принятого сигнала, определяемом чувствительностью телевизора, амплитуда напряжения, подводимого к детектору, была достаточной для того, чтобы детектирование происходило на линейном участке характеристики детектора.

К УПЧИ цветных телевизоров предъявляются более жесткие требования, обусловленные наличием в высокочастотной части усиливаемого спектра частот сигналов цветности. Для их правильного воспроизведения в цветном телевизоре полоса пропускания УПЧИ должна быть не менее 5,65...5,8 МГц при неравномерности характеристики не более ±1,5 дБ. При большей неравномерности наличие наклонов характеристики на участке, где располагаются ЧМ цветовые поднесущие, приводит к их демодуляции и появлению от них в спектре яркостного сигнала значительных амплитудных составляющих, которые становятся заметными в виде мелкоструктурной сетки на экране как черно-белого, так и цветного телевизоров. Для устранения помех на изображении, создаваемых биениями частот цветовых поднесущих с несущей звукового сопровождения, значение избирательности УПЧИ на частоте 31,5 МГц должно быть не менее 40 дБ.

От правильного воспроизведения градаций яркости в цветном телевизоре в значительной степени зависит естественность окраски цветных деталей изображения. Поэтому коэффициент нелинейных искажений усилительного тракта, в который входит УПЧИ (от входа антенны до видеодетектора), не должен превышать 15 %.

Требования к избирательности УПЧИ цветных телевизоров на частотах, отличающихся от несущей изображения на +1,5, +3 и —8 МГц, не отличаются от тех, которые предъявляются к черно-белым телевизорам.

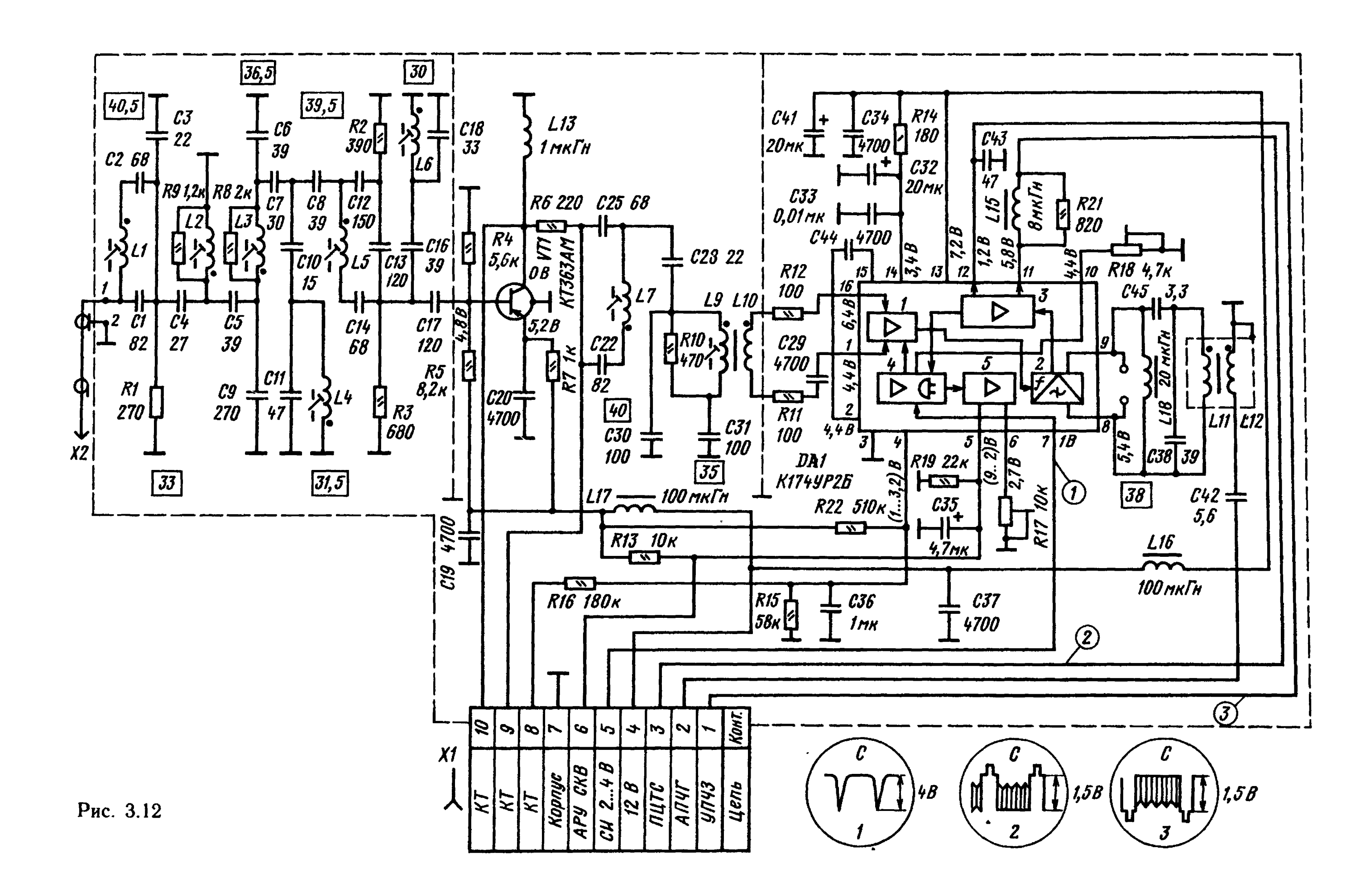
УПЧИ на транзисторах и микросхемах

Из-за относительно низкого входного сопротивления транзисторов и нестабильности емкостей переходов при изменении температуры и питающих напряжений УПЧИ на транзисторах и микросхемах делают апериодическими или с сильно зашунтированными контурами в междукаскадных связях. Необходимую частотную характеристику в таких УПЧИ формирует имеющийся на входе ФСС. Для уменьшения вероятности самовозбуждения из-за связи через проходные емкости транзисторов коэффициент усиления каждого каскада УПЧИ делают небольшим или применяют каскадное включение транзисторов.

Модуль УПЧИ УМ1-1 на микросхемах серии К174 для цветных и черно-белых телевизоров

В модуль УПЧИ (рис. 3.12) входят: ФСС; предварительный каскад УПЧИ на транзисторе VT1 и микросхема DA1 типа К174УР2Б, выполняющая функции УПЧИ видеодетектора, видеоусилителя и устройства АРУ. В ФСС фильтр L1C1—C3 совместно с емкостью входного кабеля и вносимой эквивалентной реактивностью цепи L2, C4 имеет последовательный резонанс в области сигналов ПЧ изображения, определяемый индуктивностью катушки L1 и емкостью конденсатора C2, и параллельный резонанс на частоте 40,5 МГц, определяемый индуктивностью последовательного звена L1, C2 (на частоте параллельного резонанса) и емкостью конденсатора C1. Катушки индуктивности L2, L3 и конденсаторы C5, C6 и C9 образуют полосовой фильтр, обеспечивающий усиление в полосе пропускания УПЧИ (рис. 3.13).

Для подавления помех на частотах 31,5 и 30,0 МГц (рис. 3.13) используются последовательные резонансные контуры C10C11L4 и L6C16C18 соответственно (рис. 3.12). Для подавления помех, создаваемых сигналами звукового сопровождения соседнего телевизионного канала на частоте 39,5 МГц, применена Т-образная мостовая схема. Одно из плеч мостовой схемы образовано конденсатором C14 и катушкой индуктивности L5, другое — конденсаторами C12 и C13, общая точка которых через резистор R2 соедине-



40,5
36,5
39,5
30
C3 22
C6 39
R2 390
C18 33
L13 1 мкГн
C2 68
R9 1,2к
R8 2к
C7 30
C8 39
C12 150
L6
L2
L3
L1
L5
C10 15
C13 120
C16 39
R4 5,6к
VT1 KT363AM
0 В
R6 220
C25 68
C23 22
L7
C1 82
C4 27
C5 39
C14 68
C17 120
4,8 В
5,2 В
R5 8,2к
R7 1к
C22 82
L9 L10
R10 470
C29 4700
R1 270
C9 270
C11 47
L4
R3 680
C20 4700
40
C30 100
C31 100
35
X2
33
31,5
C41 20мк
C34 4700
R14 180
C43 47
C32 20мк
C33 0,01мк
L15 8мкГн
R21 820
C44 4700
3,4 В
7,2 В
1,2 В
5,8 В
4,4 В
R18 4,7к
R12 100
R11 100
6,4 В
4,4 В
C45 3,3
L18 20 мкГн
C38 39
L11 L12
5,4 В
38
DA1 К174УР2Б
R19 22к
C35 4,7мк
R17 10к
2,7 В
(9...2) В
(1...3,2) В
1 В
R22 510к
L17 100 мкГн
R13 10к
R16 180к
R15 58к
C36 1мк
C37 4700
C42 5,6
L16 100 мкГн
C19 4700
X1
10 КТ
9 КТ
8 КТ
7 Корпус
6 АРУ СКВ
5 СН 2...4 В
4 12 В
3 ПЦТС
2 АПЧГ
1 УПЧЗ
Конт. Цепь
С
4 В
1
1,5 В
2
1,5 В
3

Рис. 3.12

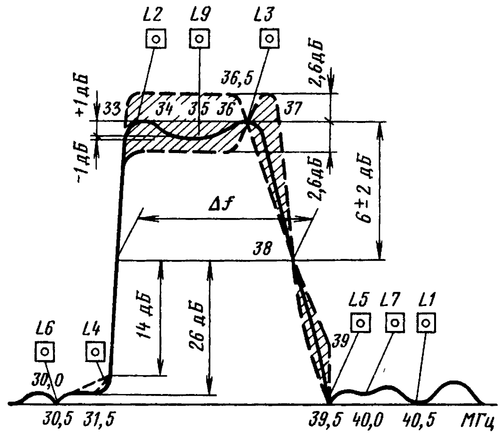


Рис. 3.13

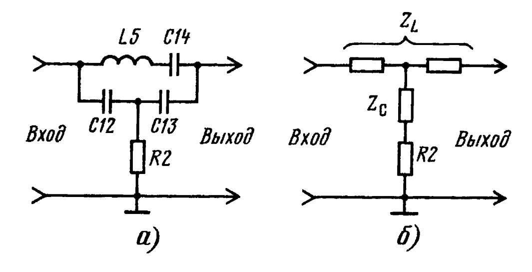


Рис. 3.14

на с корпусом. При резонансе в цепи L5 C12—C14 на частоте 39,5 МГц и равенстве приведенного отрицательного реактивного сопротивления Z_C (рис. 3.14), образованного конденсаторами C12 и C13 (рис. 3.12), положительному по знаку сопротивлению резистора R2 происходит компенсация двух противофазных напряжений, выделяющихся на этих элементах. Общее сопротивление цепи Z_CR2 оказывается близким к нулю, и коэффициент передачи цепи резко уменьшается. Эквивалентная схема Т-фильтра модуля УПЧИ на микросхеме серии К174 приведена на рис. 3.14.

Для улучшения избирательности УПЧИ в коллекторную цепь транзистора VT1 включен полосовой фильтр, состоящий из контуров L7C22C25 и L9L10C30C31. Резисторы R12, R11 и конденсатор C29 предназначены для согласования полосового фильтра с входным сопротивлением первого каскада УПЧИ микросхемы DA1. Элементы C19, C37, C41, C34, L16 и L17 образуют фильтры для развязки по цепи питания предварительного УПЧ и трехкаскадного УПЧ в микросхеме DA1.

Микросхема питается через гасящий резистор R14.

3.4. СХЕМЫ УПЧЗ

Формирование частотной характеристики

В ФСС на входе УПЧЗ применяют одиночные и полосовые фильтры со связью между контурами несколько выше критической. В последнем случае удается получить частотную характеристику с крутыми склонами и почти плоской вершиной. В телевизорах с одноканальным способом приема звука контуры УПЧЗ настраивают на разностную частоту 6,5 МГц. Ширина полосы пропускания УПЧЗ составляет 200...500 кГц. Видеодетектор выделяет видеосигнал и преобразует сигнал ПЧ звука в ЧМ сигнал разностной частоты. Сигнал разностной частоты отделяют от видеосигнала на выходе видеодетектора либо после видеоусилителя. Чтобы уменьшить помехи, амплитуда сигнала ПЧ звукового сопровождения на выходе УПЧИ должна быть в 5—10 раз меньше амплитуды сигнала ПЧ изображения.

Сигнал разностной частоты отделяется с помощью режекторного контура, включенного на выходе видеодетектора или видеоусилителя и настроенного на разностную частоту 6,5 МГц. Если сигнал разностной частоты усиливается в видеоусилителе, то УПЧЗ может содержать меньшее количество каскадов. Однако из-за дополнительной модуляции разностной частоты в видеоусилителе качество звукового сопровождения будет ниже.

В телевизорах черно-белого изображения и цветных телевизорах для выделения сигнала разностной частоты часто используют устройство с отдельным детектором. Это дает возможность подавить с помощью дополнительных режекторных фильтров сигнал ПЧ звука и не пропустить его на вход видеодетектора. В этом случае сигнал разностной частоты, заметный на изображении в виде помехи, не выделяется на выходе видеодетектора и отсутствует в видеоусилителе. Кроме того, исключаются помехи на изображении от сигнала с частотой биений между несущей звука и цветовыми поднесущими при приеме цветной телевизионной передачи.

Модуль УПЧЗ УМ1-2 и УЗЧ УМ1-3 на микросхемах серии К174 для цветных и черно-белых телевизоров

В канале звука цветных и черно-белых телевизоров на микросхемах УПЧЗ и частотный детектор выполнены в виде отдельного модуля УМ1-2 (рис. 3.15). На вход этого модуля (контакт 2) сигнал поступает с вывода 1 модуля УПЧИ (рис. 3.12). После выделения полосовым фильтром L1L2C10L4L3C2, сигнала разностной частоты 6,5 МГц он поступает на вход (вывод 14) микросхемы DA1 типа К174УР1. В микросхеме происходит усиление, ограничение и детектирование ЧМ сигнала разностной частоты.

Детектирование ЧМ сигнала в микросхеме DA1 осуществляется фазовым способом с помощью детектора произведения, который представляет собой два ключа и нагрузку, соединенные последовательно. Один ключ управляется не-

Рис 3 15

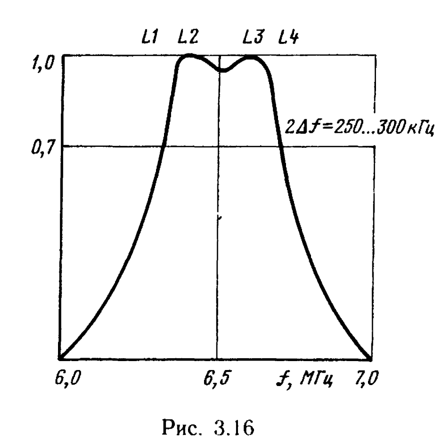


Рис. 3.16

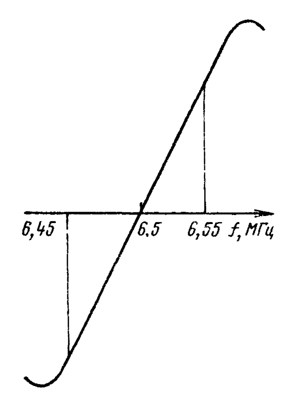


Рис. 3.17

посредственно сигналом, а второй напряжением, снимаемым с опорного контура L5C8 (рис. 3.15). Так как ключи соединены последовательно, то ток в нагрузке будет протекать только в те моменты времени, когда ключи замкнуты одновременно, что зависит от разности фаз напряжений, управляющих ключами. Конденсаторы, через которые сигнал поступает на опорный контур и благодаря которым сдвиг фаз между сигналом и опорным напряжением при резонансе равен 90°, расположены в самой микросхеме DA1.

К выводу 5 микросхемы DA1 подключается внешний переменный резистор сопротивлением 4,7 кОм, соединенный с шасси для дистанционного регулирования громкости. Низкочастотный сигнал с вывода 8 DA1 подается на регулятор громкости R32 и на модуль УЗЧ — УМ1-3. Частотная характеристика полосового фильтра УПЧЗ и общая частотная характеристика модуля УПЧИ изображены на рис 3 16 и 3.17. В модуле УЗЧ применена микросхема DA1 типа К174УН7, которая содержит мощный двухтактный выходной каскад

3.5. ВИДЕОДЕТЕКТОРЫ И ВИДЕОУСИЛИТЕЛИ

Общие сведения

Видеодетектор выделяет видеосигнал, которым промодулирована несущая ПЧ изображения

Видеодетектор можно выполнить на точечном германиевом диоде с малой проходной емкостью

Конденсатор на выходе, включенный параллельно резистору нагрузки видеодетектора, отфильтровывает сигнал ПЧ от видеосигнала. Иногда роль этого конденсатора выполняет емкость монтажа или входная емкость следующего за видеодетектором видеоусилителя. Чтобы напряжение на этом конденсаторе успевало измениться по закону огибающей видеосигнала, постоянная времени нагрузки видеодетектора не должна превышать 0,03 мкс.

В зависимости от полярности включения диода на выходе видеодетектора можно выделить видеосигнал положительной или отрицательной полярности. Между видеодетектором и видеоусилителем включают дроссель, образующий с входной емкостью видеоусилителя колебательный контур, настроенный на высшие составляющие видеосигнала, которые «заваливаются» на нагрузке детектора. Дроссель осуществляет высокочастотную коррекцию видеосигнала и предотвращает проникновение сигнала ПЧ на вход видеоусилителя.

Видеоусилитель должен усиливать видеосигнал до амплитуды 70...100 В. При этом оконечный каскад видеоусилителя, подключенный к модулятору кинескопа, должен сохранять работоспособность и не выходить из строя из-за кратковременных высоковольтных пробоев в кинескопе. В видеоусилителях на транзисторах с этой целью применяют специальные высоковольтные транзисторы и устройства защиты от пробоев.

Чтобы при ограниченном сопротивлении резистора нагрузки получить достаточное усиление, в видеоусилителях применяют транзисторы с повышенными значениями коэффициента усиления по току $h_{21Э}$. Для полной модуляции кинескопа достаточно напряжения видеосигнала в 40...60 В, однако амплитудная характеристика видеоусилителя с учетом дрейфа параметров транзисторов должна быть линейной до 80...100 В.

Постоянную составляющую видеосигнала желательно передавать с выхода видеодетектора до модулятора кинескопа. Необходимость передачи постоянной составляющей поясняется на рис. 3.18, где показана модуляция тока луча кинескопа видеосигналами. Если в видеосигнале, модулирующем кинескоп, отсутствует постоянная составляющая, то яркость деталей воспроизводимого изображения не будет соответствовать оригиналу. Это происходит из-за того, что уровень напряжения на модуляторе кинескопа, соответствующий черному в воспроизводимом изображении, будет меняться в зависимости от средней освещенности передаваемого изображения. В результате при передаче слабо освещенного изображения (рис. 3.18, *б*) черные детали будут воспроизведены как серые, а серые — как светлые. При передаче ярко освещенного изображения серые детали станут черными, а белые могут стать серыми (рис. 3.18, *а*).

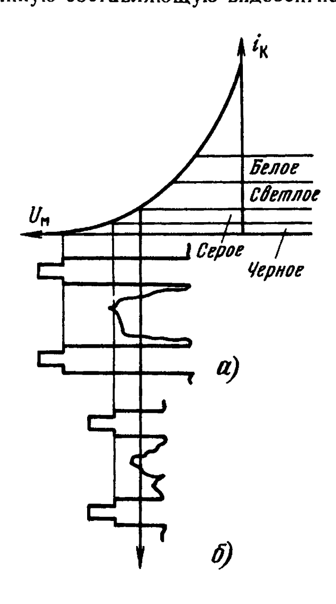


Рис. 3.18

Если постоянная составляющая видеосигнала передается без потерь вплоть до модулятора кинескопа, то однажды установленный уровень черного не меняет своего положения на характеристике кинескопа в течение всей передачи.

Из-за того что на вход транзисторного видеоусилителя необходимо подать сигнал амплитудой всего несколько десятых вольта (обусловливается характеристиками транзисторов), в видеодетекторе транзисторных телевизоров применяют полупроводниковые диоды (например, Д311), обеспечивающие линейное детектирование столь малых сигналов.

Большое внимание приходится уделять согласованию нагрузочного сопротивления детектора с относительно низким входным сопротивлением транзистора в видеоусилителе. По этой причине между видеодетектором и усилительным каскадом включают эмиттерный повторитель (каскад с эмиттерной нагрузкой), не дающий усиления по напряжению, но выполняющий роль трансформатора сопротивлений. Входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе VT1 в $h_{21Э}$ раз больше его сопротивления нагрузки, и это дает возможность исключить шунтирование нагрузки видеодетектора низким входным сопротивлением видеоусилителя.

Оконечный каскад видеоусилителя по схеме ОЭ должен развивать выходное напряжение амплитудой в несколько десятков вольт.

Хотя для транзисторных телевизоров разработаны кинескопы, для модуляции которых достаточно напряжения видеосигнала амплитудой 20...40 В, в видеоусилителях таких телевизоров приходится применять специальные транзисторы, которые могут работать при напряжении на коллекторе 100 В и более.

В транзисторных телевизорах модулирующий сигнал всегда подают на катод кинескопа, так как в этом случае изменяется разность потенциалов между модулятором и первым анодом кинескопа. При подаче сигнала на модулятор изменяется разность потенциалов между модулятором и катодом, а между катодом и первым анодом не изменяется. Глубина модуляции в первом случае на 20...25 % выше, чем во втором, и от видеоусилителя требуется меньшее выходное напряжение.

Видеодетекторы и видеоусилители на микросхемах

В телевизорах на микросхемах детектирование сигналов ПЧ производится с помощью синхронного детектора. Применение в таких телевизорах в качестве видеодетектора синхронного детектора обусловлено следующими причинами: малым уровнем выходного сигнала УПЧИ (несколько сотен милливольт), который не позволяет получить необходимую линейность преобразования при использовании обычного диодного детектора; меньшими перекрестными искажениями между сигналами разностной частоты и поднесущими цветности при приеме сигнала цветного телевидения.

Синхронный детектор можно представить в виде ключа, переключение которого производится специальным управляющим устройством (рис. 3.19). Если ключ К замыкать синхронно с началом каждого полупериода синусоидальных колебаний, создаваемых источником принимаемого сигнала Г, и размыкать по окончании полупериода с интервалом в T/2, то в нагрузке детектора $R_н$ возникнут положительные полупериоды синусоиды. При этом постоянная составляющая сигнала будет повторять огибающую колебаний, создаваемых источником принимаемого сигнала.

В микросхеме для управления ключом, который выполнен в виде электронного коммутатора, используется преобразованный входной сигнал. Для того чтобы работа управляющего устройства не зависела от фазы и амплитуды входного сигнала, в его состав введен ограничитель, нагруженный на опорный контур LC, настроенный на несущую ПЧ изображения.

Каскады видеоусилителя, содержащиеся обычно в одной микросхеме с видеодетектором, служат для предварительного усиления видеосигнала. Оконечные каскады видеоусилителя выполняются на дискретных элементах, и их схема аналогична схемам, применяемым в транзисторных телевизорах.

Видеодетектор и предварительный видеоусилитель на микросхеме К174УР2 для черно-белых и цветных телевизоров. В микросхеме DA1 модуля УПЧИ (рис. 3.12) кроме трехкаскадного УПЧИ и АРУ содержатся видеодетектор и предварительный видеоусилитель. В качестве видеодетектора используется синхронный детектор с опорным контуром L18C38C39L11 L12, подключенным к выводам 8 и 9 DA1. Со вторичной обмотки L12 этого контура снимается сигнал ПЧ на цепь АПЧГ.

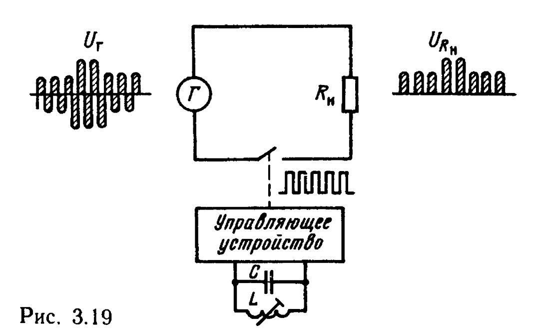


Рис. 3.19

Предварительный видеоусилитель, имеющийся в DA1, дает возможность на ее выводе 11 получить видеосигнал положительной полярности размахом 1,5 В, а на выводе 12 — видеосигнал, из которого затем выделяется ЧМ сигнал разностной частоты 6,5 МГц, подаваемый на модуль УПЧЗ. Переменный резистор R18 не только регулирует размах видеосигнала на выходе, но и изменяет линейность характеристики видеодетектора. При приеме мощных сигналов местных телецентров резистор R18 регулируют так, чтобы получить наибольшее количество градаций яркости в горизонтали 8а — э УЭИТ. При приеме слабых сигналов, искаженных шумами от входных цепей телевизора, резистор R18 следует отрегулировать так, чтобы шумы меньше искажали изображение, а синхронизация была более устойчивой.

Видеоусилители для цветных и черно-белых телевизоров (рис. 3.20). Они выполнены в виде одинаковых модулей, в которых осуществляется усиление сигналов R, G, B или сигналов яркости черно-белого изображения, подаваемых на катоды кинескопа, до требуемого размаха 70 В, а также привязка этих сигналов к введенному в сигнал E_Y опорному уровню. С движка переменного резистора R23 видеосигналы поступают на базу транзистора VT1, включенного по схеме эмиттерного повторителя. Большое входное сопротивление этого каскада обеспечивает незначительное изменение АЧХ усилительного тракта при различных положениях движка резистора R23. Дальнейшее усиление видеосигнала осуществляется каскадами на транзисторах VT3—VT5 без потери постоянной составляющей, восстановленной цепью привязки a транзистором VT2. Разрядник FV1 предотвращает выход из строя транзистора VT5 при пробоях в кинескопе.

3.6. ЯРКОСТНЫЙ КАНАЛ

Требования к яркостному каналу

Выходное напряжение яркостного канала, необходимое для модуляции лучей цветного кинескопа, должно быть 70...110 В. Полоса пропускания не менее 5,8 МГц с неравномерностью, не превышающей ±3 дБ (относительно частоты 1 МГц). Степень подавления цветовых поднесущих и разностной частоты в яркостном канале должна превышать 18 дБ, а коэффициент нелинейных искажений должен быть менее 15 %. В яркостном канале, видеоусилитель которого обычно состоит из двух-трех каскадов, необходимо обеспечить передачу или восстановление постоянной составляющей, играющей важную роль в получении правильной цветопередачи. Так как непосредственную передачу постоянной составляющей в двух-, трехкаскадном видеоусилителе осуществить трудно, то чаще применяют цепи восстановления постоянной составляющей или цепи привязки к уровню черного либо к уровню синхроимпульсов

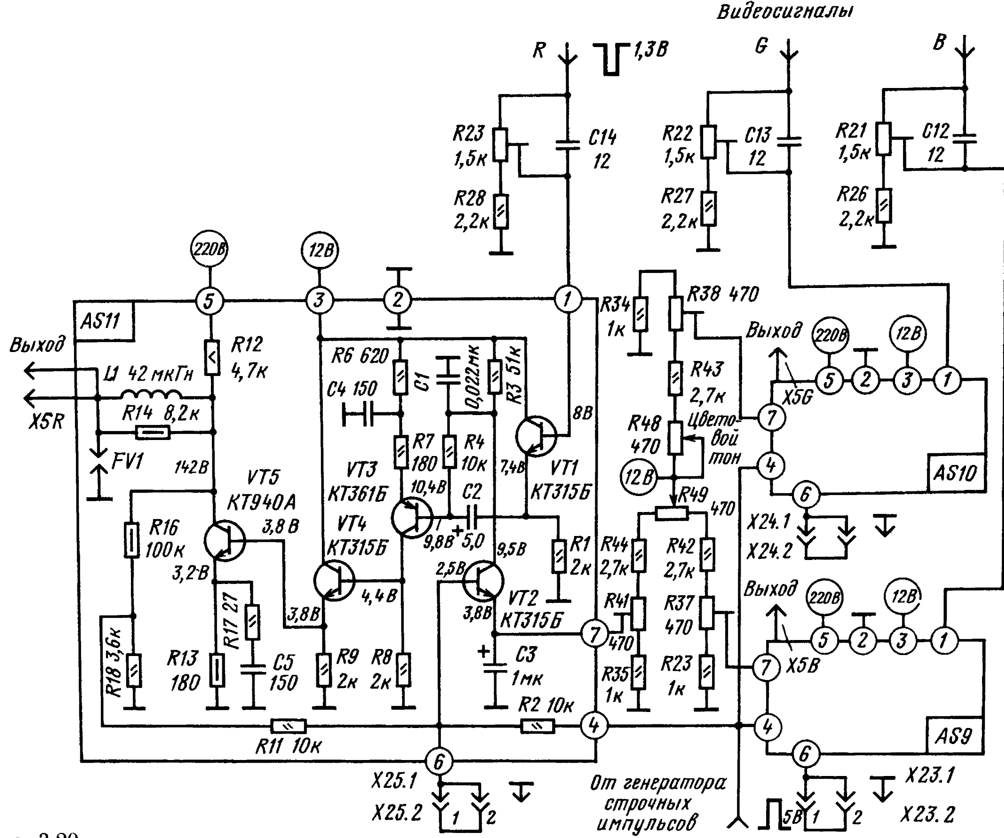


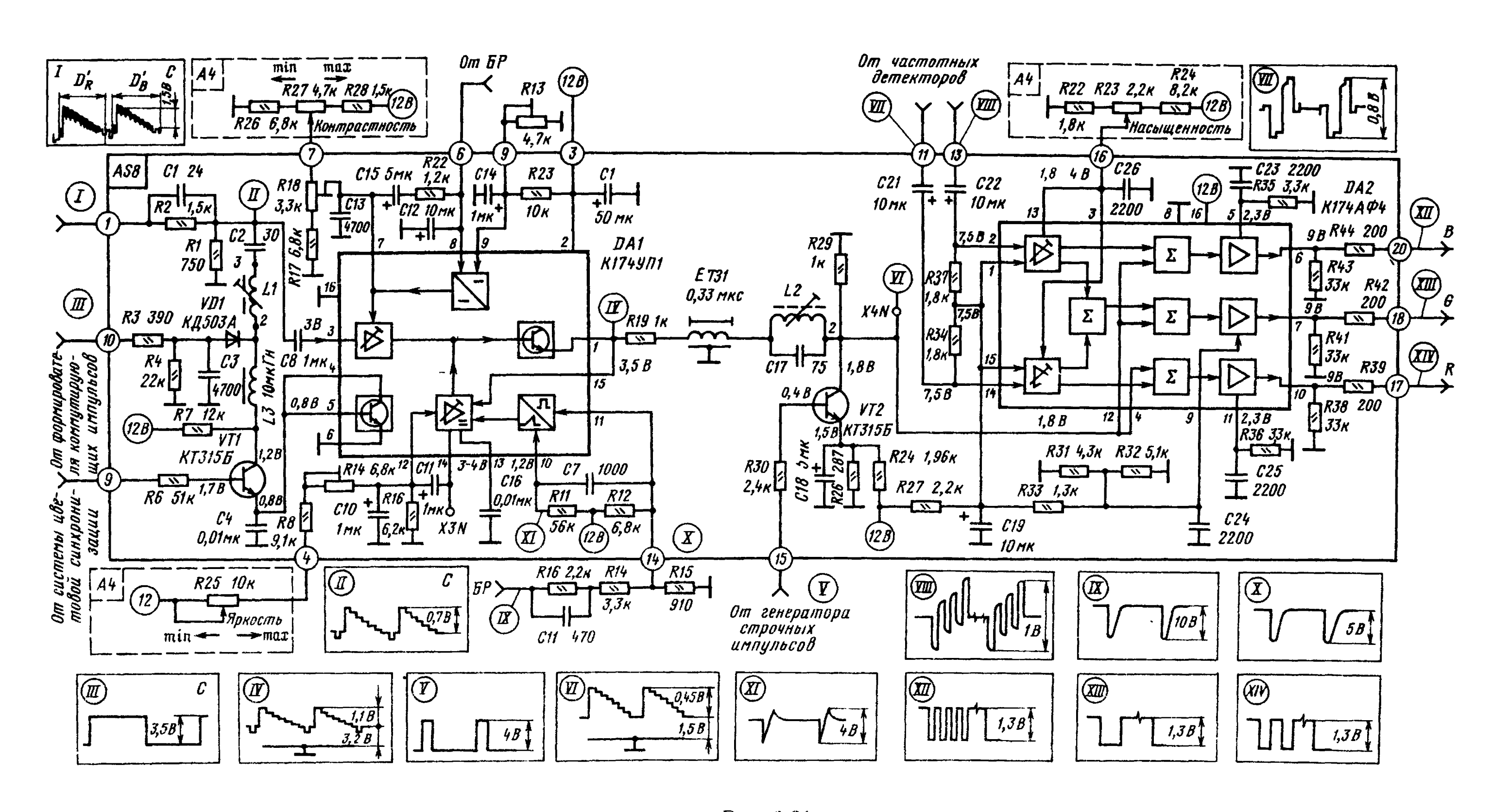
Рис 3.20

Канал формирования и усиления видеосигналов на микросхемах серии К174 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II

В канале формирования и усиления видеосигналов осуществляется: выделение, усиление и задержка сигнала яркости E_Y; оперативная регулировка размаха сигнала яркости для изменения контрастности изображения и автоматическая регулировка для ограничения максимального тока лучей кинескопа; фиксация уровня черного и добавление регулируемой постоянной составляющей в сигнале E_Y для настройки яркости изображения; введение опорного уровня для фиксации его в сигналах E_R, E_G и E_B и дифференцированной установки уровня черного в этих сигналах; получение сигнала E_{G-Y} и регулировка размаха сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y} для изменения цветовой насыщенности изображения, получение, усиление и регулировка размаха сигналов E_R, E_G и E_B. Канал содержит модуль AS8 яркостного сигнала E_Y, матрицы сигналов E_R, E_G, E_B и три модуля AS9—AS11 усилителей этих сигналов (рис. 3.20).

Канал формирования и усиления видеосигналов на микросхемах серии К174 показан на рис. 3.21. На входе канала имеется электронно-перестраиваемый фильтр C2L1L3 для поочередного подавления сигналов D_R (4,406 МГц) и D_B (4,25 МГц), автоматически отключаемый при приеме черно-белого изображения. Электронная перестройка фильтра осуществляется с помощью ключа с диодом VD1, на который подаются прямоугольные импульсы, используемые также для построчной коммутации сигналов в канале цветности. Транзистор VT1 служит для отключения фильтра, что достигается при изменении напряжения, подаваемого на его базу через резистор R_6, с 3,5 до 0,4 В. Это управляющее напряжение вырабатывается в модуле обработки и опознавания сигналов цветности.

В DA1 сигнал усиливается, регулируется его размах E_Y, а также осуществляется первая привязка уровня черного и добавление к нему варьируемого постоянного напряжения для регулирования яркости. Коэффициент усиления видеосигнала яркости и контрастность изображения регулируются изменением постоянного напряжения на выводе 7 DA1, и их максимальное значение устанавливается подстроечным резистором R18. Для привязки уровня черного на ключевую схему, имеющуюся в DA1, подаются отрицатель-



От БР
От частотных детекторов
Контрастность
Насыщенность
Яркость
min
max
AS8
A4
DA1 К174УП1
DA2 К174АФ4
ЕТ31 0,33 мкс
VD1 КД503А
VT1 КТ315Б
VT2 КТ315Б
От формирователя коммутирующих импульсов
От системы цветовой синхронизации
От генератора строчных импульсов
X3N
X4N
B
G
R

Рис 3.21

ные импульсы обратного хода строчной развертки (на вывод 11 непосредственно, а после дифференцирования — на вывод 10).

Регулировка яркости изображения осуществляется изменением положения уровня черного на выходах 1,15 DA1 от 3,2 до 2,4 В с помощью переменного резистора R25.

Для ограничения тока лучей кинескопа на вывод 8 DA1 из блока разверток подается положительное напряжение, пропорциональное суммарному току лучей. Это напряжение сравнивается с постоянным напряжением, подаваемым на вывод 9 DA1. Если напряжение на выводе 8 DA1 превышает напряжение, установленное на выводе 9, то схема ограничения тока лучей уменьшает напряжение на выводе 7 DA1 и тем самым уменьшает усиление сигнала E_Y. Для задержки сигнала E_Y используется малогабаритная линия задержки ET1 типа ЛЗЯ 0,33/1 000. Режекторный контур L2C17, включенный после линии задержки, служит для подавления сигналов второй ПЧ звука 6,5 МГц.

Для регулировки яркости изображения необходимо передать сигнал E_Y с выхода DA1 на катоды кинескопа без потери добавленной для этой цели варьируемой постоянной составляющей. Осуществить такую передачу невозможно из-за недостаточной стабильности режима по постоянному току микросхемы DA2 типа К174АФ4, в которой матрицируются сигналы E_{R-Y}, E_{G-Y}, E_{B-Y} и E_Y, а также из-за трудностей сопряжения по постоянному току выхода микросхема DA2 с последующими усилителями сигналов E_R, E_G и E_B. Для преодоления этих трудностей к сигналу E_Y на выходе DA1 добавляется стабильный опорный уровень, который используется затем для привязки сформированных в DA2 сигналов E_R, E_G и E_B. При этом информация о яркости изображения будет содержаться в разнице между уровнем черного в сигнале E_Y и добавленным опорным уровнем, причем эта информация не будет утрачена при потере постоянной составляющей в сигнале E_Y при его дальнейшем прохождении до катодов кинескопа.

Для изменения усиления сигналов E_{R-Y} и E_{B-Y}, поступающих на входы DA2, на ее выводы 3 и 13 подается регулируемое напряжение 3,8...1,9 В с делителя R22—R24. Вторая привязка видеосигналов к введенному опорному уровню осуществляется в видеоусилителях сигналов E_R, E_G и E_B (рис. 3.20) с помощью схемы на транзисторе VT2. Транзистор VT2 закрыт на время прямого хода строчной развертки и открывается положительными импульсами обратного хода этой развертки. Ток через транзистор VT2 определяет напряжение на конденсаторе C1. Это напряжение через резистор R4 приложено к базе транзистора VT3 и определяет значение опорного уровня в видеосигнале на выходе всего видеоусилителя.

Вместо неисправной линии задержки ET1 в канале яркости (рис. 3.21) можно использовать линию задержки типа ЛЗЦТ-0,7/1500 или самодельную, изготовленную по рекомендациям, приведенным далее. При использовании линии задержки типа ЛЗЦТ-0,7/1500 сопротивление резисторов R19 и R29 должно быть равно 1,5 кОм. Если в качестве линии используется отрезок кабеля задержки типа РКЗ-1 201 длиной 17 см или линии с сосредоточенными постоянными ЛЗТ-0,5-1 200 и ЛЗ-0,5-1 200, применяемые в импульсных электронных устройствах, то сопротивление резисторов R19 и R29 надо увеличить до 1,2 кОм.

Самодельная линия задержки яркостного канала с сосредоточенными постоянными (рис. 3.22, *а*) содержит восемь катушек индуктивности и семь конденсаторов. Катушки наматывают на каркас 1, выточенный на токарном станке из эбонита или текстолита. Выводы катушек и конденсаторов припаивают к шпилькам из луженого провода 2, вбитым в отверстия на каркасе между катушками. К толстому луженому проводу 3, расположенному на расстоянии 20 мм, вдоль всего каркаса припаивают заземленные выводы конденсаторов 4 (рис. 3.22, *б*). Сопротивление резисторов R19 и R29=390...470 Ом (рис. 3.21) подбирают, добиваясь наиболее четкого изображения испытательной таблицы — без окантовок теней и повторных контуров около тонких вертикальных линий.

Если задержка в примененной линии велика или мала, то цветные пятна на изображении сдвинутся относительно границ раскрашиваемых деталей вправо или влево. В этом случае коллектор транзистора VT2 и выводы 4 и 12 микросхемы DA2 (рис. 3.21) подключают к отводам от последних секций линии и добиваются совмещения цветных пятен и деталей изображения.

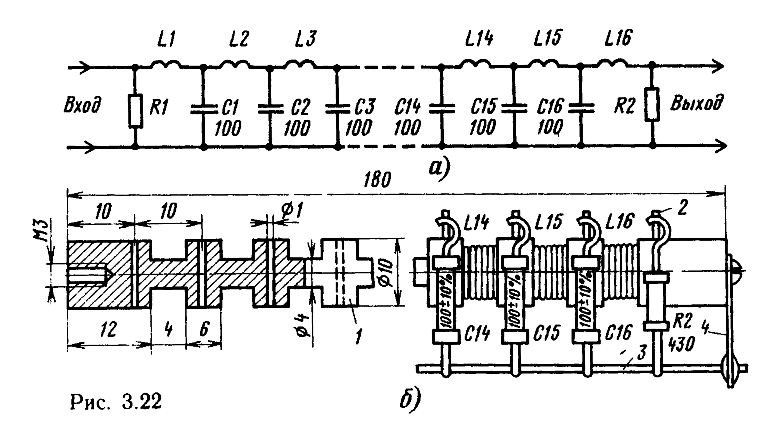


Рис. 3.22

3.7. КАНАЛ ЦВЕТНОСТИ

Общие сведения

Декодирующее устройство или канал цветности цветного телевизора в виде отдельного блока можно выполнить по структурной схеме, приведенной на рис. 3.4. Схема такого устройства, рассчитанного на получение лишь цветоразностных сигналов E_{R-Y}, E_{G-Y} и E_{B-Y}, оказывается проще, чем схема канала, в котором вырабатываются сигналы цветности E_R, E_G и E_B, не только потому, что отсутствует отдельная матричная схема для получения этих сигналов, но еще и потому, что для усиления сигналов цветности E_R, E_G и E_B необходимы три видеоусилителя с широкой (до 5,5 МГц) полосой пропускания. Цветоразностные сигналы можно усиливать в видеоусилителях с полосой до 1,5 МГц, при этом будет необходим лишь один видеоусилитель с полосой до 5,5 МГц для сигнала E_Y. Однако амплитуда цветоразностных сигналов E_{R-Y}, E_{G-Y} и E_{B-Y} на выходе блока цветности должна быть больше, чем у сигналов E_R, E_G и E_B.

Получить на выходе транзисторного видеоусилителя увеличенный размах усиленных видеосигналов трудно. Поэтому в транзисторных цветных телевизорах в блоке цветности формируются и усиливаются сигналы цветности E_R, E_G и E_B (R, G, B).

Декодирующее устройство на микросхемах серии К155 и К174 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II

Особенностью декодирующего устройства цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.23) является применение в нем специально разработанных микросхем К174ХА1, включающих в себя элементы электронного коммутатора и частотные детекторы произведения, а также микросхем К155ТМ2 и КТ155ЛА3 логической серии. Это позволило значительно уменьшить в декодирующем устройстве число дискретных элементов, особенно катушек индуктивности, которые не поддаются интеграции.

На вход 1 модуля УМ2-1 (AS5) устройства поступает ПЦТС размахом 1,5 В. Конденсатор С14 отфильтровывает НЧ составляющие сигнала. Контур L2C9R17 корректирует ВЧ предыскажения отделенного сигнала цветности. В нагрузке эмиттерного повторителя VT9 находится фильтр-пробка L3C13, настроенный на вторую ПЧ звука (6,5 МГц) и необходимый из-за того, что у имеющихся в устройстве детекторов произведения характеристики со стороны высоких частот не имеют спадающего участка. После усиления каскадом на транзисторе VT8 через эмиттерный повторитель на транзисторе VT9 прямой сигнал поступает на вход 1 модуля задержанного сигнала М2-5 (AS7) и на входы 6 и 10 коммутаторов в DA2 и DA1 соответственно модуля детекторов сигналов цветности УМ2-2 (AS6).

В модуле задержанного сигнала М2-5 цветовые поднесущие задерживаются на время одной строки ультразвуковой линией задержки ET1 типа УЛЗ64-4. Усилитель на транзисторах VT1 и VT2 компенсирует затухание сигналов в этой линии. С выхода 4 модуля М2-5 (AS7) задержанные сигналы поступают на входы 6 и 10 коммутаторов в DA1 и DA2 (соответственно) модуля детекторов сигналов цветности.

Главное требование, предъявляемое к электронному коммутатору,— отсутствие паразитной связи между его входами и выходами через закрытые ветви. Такая связь является причиной перекрестных искажений, которые ухудшают качество цветного изображения. Наиболее заметны эти искажения на красном, синем и пурпурном цветах. Качество изображения оценивается как удовлетворительное, если коэффициент паразитной связи по цветовым поднесущим не превышает — 35 дБ. В электронном коммутаторе на DA1 и DA2 модуля детекторов сигналов цветности коэффициент перекрестных искажений не превышает — 36 дБ.

С выходов коммутатора (выводы 4 DA1 и DA2) цветовые поднесущие, модулированные цветоразностными сигналами, через конденсаторы С17 и С18 поступают на входы 12 усилителей-ограничителей, имеющихся в DA1 и DA2. При правильной фазе коммутирующих импульсов на вход усилителя-ограничителя в DA1 поступает поднесущая красного цветоразностного сигнала, а на вход усилителя-ограничителя в DA2 — синего цветоразностного сигнала. Элементы R6, С1 и R7, С7, R8, а также R12, С14 и R9, С8, R11 входят в цепи обратных связей, стабилизирующих режим усилителей-ограничителей по постоянному току. Амплитуда сигналов на выходах усилителей-ограничителей не изменяется более чем на $\pm 10\%$ при изменении входного сигнала на $+6$ и -10 дБ от номинального значения.

Канал цветности можно принудительно закрывать, замыкая на корпус тумблером SB1 выводы 13 микросхем DA1 и DA2. Такое же замыкание в модуле УМ2-2 (AS6) производится через насыщенный транзистор VT2 во время поступления на его базу через резистор R23 положительных импульсов от генератора строчной развертки. При этом на выходы декодирующего устройства шумы не проходят и в сигналах во время обратного хода лучей по строкам создаются площадки, по которым осуществляется привязка к уровню черного.

Частотные детекторы произведения в микросхемах DA1 и DA2 содержат по два ключа, один из которых управляется ЧМ сигналом с усилителей-ограничителей, а другой — через фазовращатели C9C13L2C11C12R3R4 и C2C6L1C3R1R2. Амплитуда токов в нагрузках детекторов изменяется в зависимости от разности фаз сигналов, управляющих указанными ключами. На резонансных частотах напряжение на контурах L1C3 и L2C11C12 сдвинуто на 90° относительно напряжения входного сигнала. При увеличении частоты сигнала этот сдвиг фаз уменьшается и стремится к нулю, а при уменьшении возрастает и стремится к 180°. Таким образом, в зависимости от частоты входного сигнала изменя-

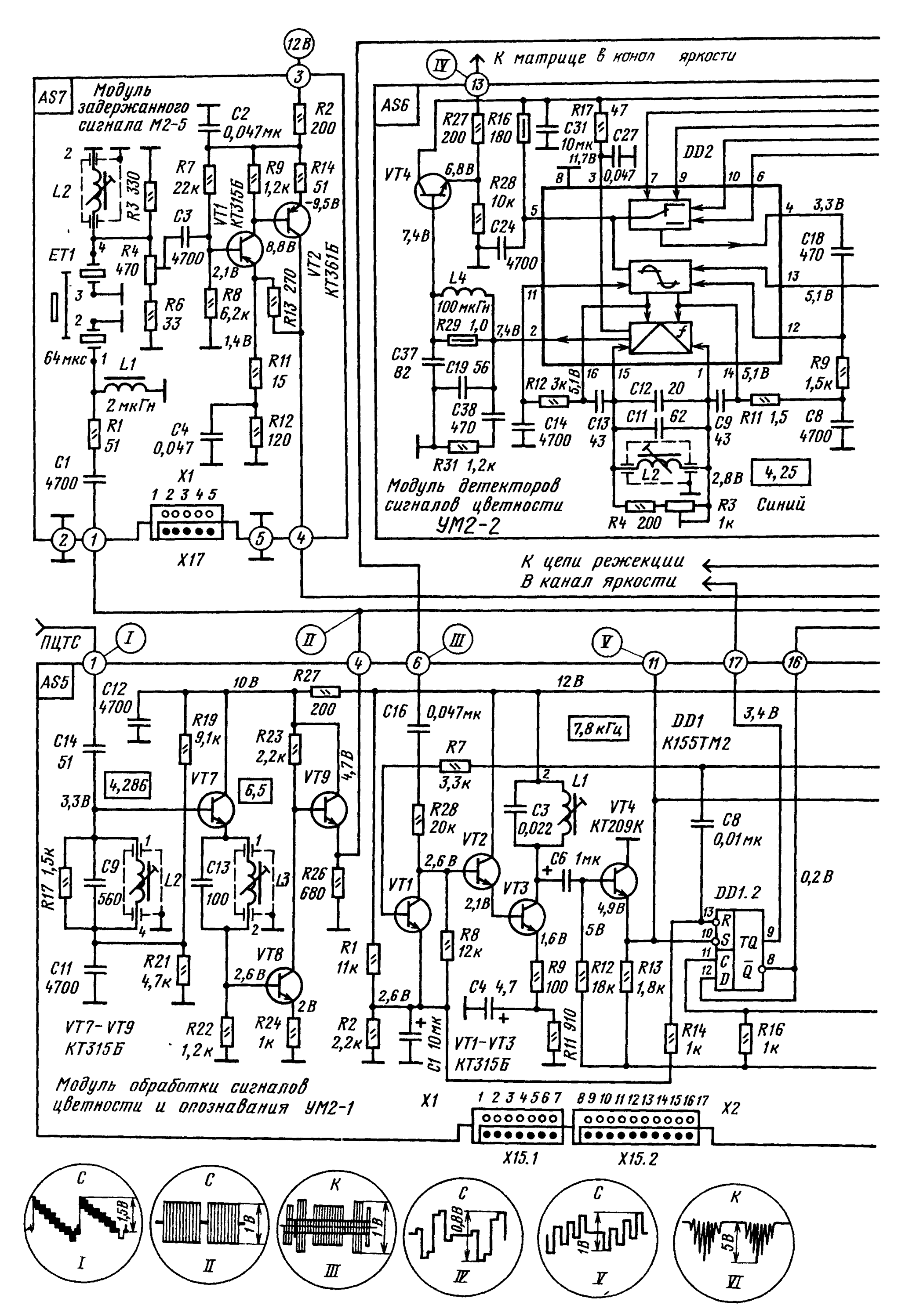
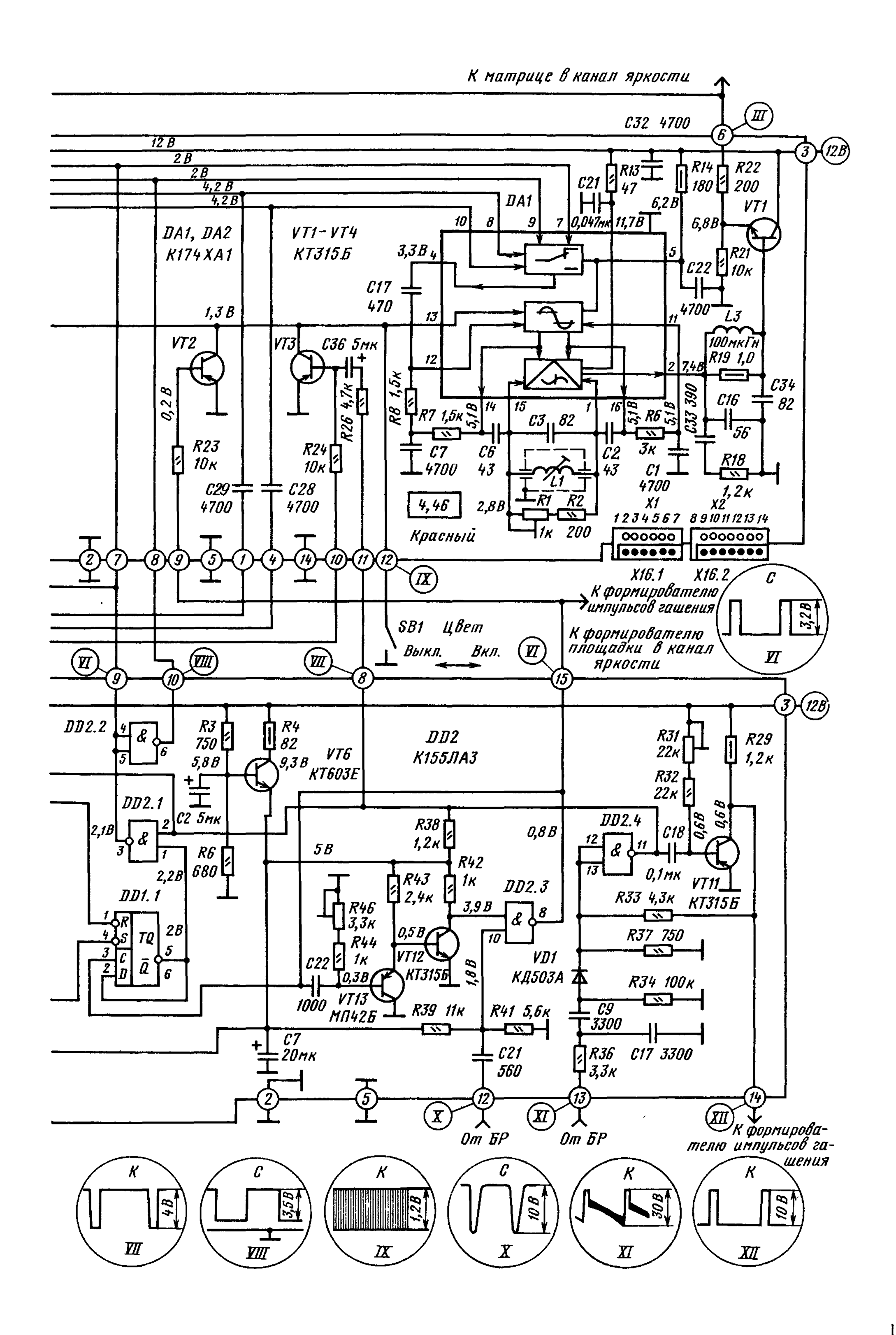

AS7
Модуль задержанного сигнала М2-5
AS6
К матрице в канал яркости
Модуль детекторов сигналов цветности УМ2-2
К цепи режекции
В канал яркости
ПЦТС
AS5
DD1 К155ТМ2
VT7-VT9 КТ315Б
VT1-VT3 КТ315Б
Модуль обработки сигналов цветности и опознавания УМ2-1
Синий

Рис. 3.23


К матрице в канал яркости
К формирователю импульсов гашения
К формирователю площадки в канал яркости
SB1 Цвет
Выкл.
Вкл.
DA1, DA2 К174ХА1
VT1-VT4 КТ315Б
DD2 К155ЛА3
От БР
От БР
К формирователю импульсов гашения
Красный

ется напряжение на выходе схемы с управляемыми ключами, т. е. обеспечивается детектирование ЧМ сигнала.

Демодуляционная характеристика детекторов произведения (рис. 3.24, *г*) не пересекает ось частот и имеет загиб в области нижних частот из-за увеличения сопротивления конденсаторов фазовращателей (C2, C6) на этих частотах. Переменными резисторами R1 и R3 осуществляется регулировка выходного напряжения детекторов произведения.

Для того чтобы характеристика детектора синего цветоразностного сигнала имела положительный наклон, конденсаторы C9 и C13 должны быть включены между выводами 1—14 и 16—15 DA1, а не между 1—16 и 14—15, как в DA2.

Нелинейность демодуляционных характеристик при девиации ±280 кГц для сигнала E_{R-Y} и ±230 кГц для сигнала E_{B-Y} не превышает ±5 %. Бо́льшая нелинейность привела бы к искажению формы демодулированного сигнала, т. е. к неправильной цветопередаче. При девиации ±460 кГц нелинейность демодуляционных характеристик не превышает ±2,5 %, что оказывает влияние лишь на воспроизведение цветовых переходов.

На выходе частотных детекторов цепи C33, R18 и C38, R31 осуществляют коррекцию НЧ предыскажений, а фильтры C16L3C34 и C19L4C37 подавляют остатки поднесущих в демодулированном сигнале. Эмиттерные повторители на транзисторах VT1 и VT4 согласуют выходное сопротивление детекторов с входным сопротивлением матрицы сигналов E_R, E_G и E_B в канале яркости.

Система цветовой синхронизации (СЦС) в декодирующем устройстве телевизора УПИМЦТ-61-II основана на остановке электронного коммутатора на время обратного хода кадровой развертки. Импульсы для управления электронным коммутатором вырабатываются в формирователе коммутирующих импульсов (ФКИ), на который поступают сигналы от генераторов строчных и кадровых импульсов. В качестве генераторов кадровых и строчных импульсов используются мультивибраторы, расположенные в модуле УМ2-1 (AS5) и управляемые импульсами кадровой и строчной развертки.

Кадровый мультивибратор собран на транзисторе VT11 и одной логической ячейке 2И — НЕ микросхемы DD2.4. Импульсы обратного хода кадровой развертки, используемые для синхронизации этого мультивибратора, имеют пилообразную составляющую и насадку строчных импульсов, образовавшуюся в результате работы цепи коррекции геометрических искажений растра. Цепь R36, C17 отфильтровывает эту насадку и пилообразную составляющую. Для синхронизации используется положительный всплеск импульса, продифференцированиого цепью C9, R34 и пропущенного диодом VD1. Длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором, регулируется подстроечным резистором R31.

Строчный мультивибратор собран на транзисторах VT12, VT13 и одной логической ячейке 2И-НЕ микросхемы DD2.3. Для синхронизации этого мультивибратора используется отрицательный импульс обратного хода строчной развертки, поделенный в БР цепью R17, R18, VD4 и продифференцированной цепью C21, R41. Длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором, регулируется подстроечным резистором R46.

Формирователь коммутирующих импульсов (ФКИ) расположен в модуле УМ2-1 (AS5) и представляет собой один D-триггер DD1.1, выход которого подключен к двум последовательно соединенным ячейкам 2И-НЕ (DD2.1 и DD2.2). Управляемый импульсами строчного и кадрового мультивибраторов ФКИ формирует импульсы VIII (см. осциллограмму на рис. 3.23), подаваемые на коммутатор. Во время обратного хода по кадрам эти импульсы не вырабатываются и коммутатор не работает. В это время на выходах коммутатора появляются чередующиеся сигналы цветовой синхронизации строк D'_R и D'_B (рис. 3.25, *а*), фаза которых определяется только фазой коммутации на телецентре. В результате на выходе дискриминатора сигнала E'_{R-Y} выде-

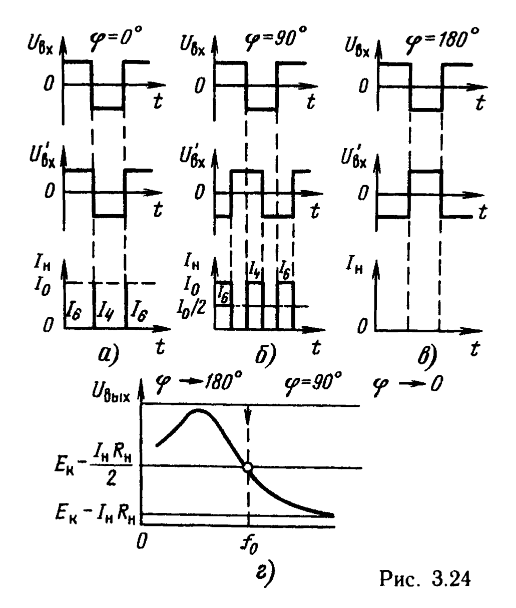


Рис. 3.24

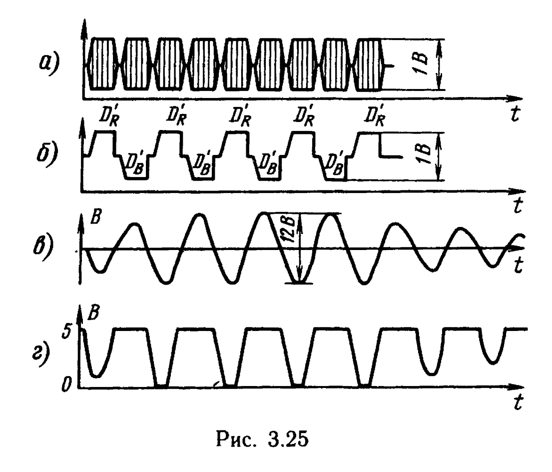


Рис. 3.25

ляются видеосигналы цветовой синхронизации, имеющие вид биполярной волны (рис. 3.25, *б*). Эти сигналы поступают на вход ключевой схемы VT1—VT3, управляемой сигналами генератора кадровых импульсов, поступающими на базу транзистора VT1 через резистор R7. При этом на фильтр L1C3, настроенный на полустрочную частоту, пропускаются лишь видеосигналы цветовой синхронизации (рис. 3.25, *б*).

Из сигнала, выделенного фильтром (рис. 3.25, *в*), транзистором VT4 формируются импульсы V (рис. 3.23 и 3.25, *г*), поступающие для коррекции фазы на вход 1 триггера DD1.1 и на автоматический выключатель цветности с триггером DD1.2. Триггер DD1.2 управляется также сигналами генератора кадровых импульсов через конденсатор C8. Это обусловливает появление на выходе 8 триггера DD1.2 управляющего напряжения, которое через резистор R24 поступает на базу транзистора VT3 в модуле УМ2-2 (AS6) и закрывает канал цветности. На базу этого транзистора через цепь R26, C36 поступают также сигналы от генератора кадровых импульсов, что приводит к открыванию канала цветности на время передачи сигналов цветовой синхронизации. Использование фильтра L1, C3 (рис. 3.23) для выделения сигналов цветовой синхронизации повышает помехоустойчивость системы.

3.8. УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ И РАЗВЕРТКИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Селекторы импульсов синхронизации

В телевизионном сигнале амплитуда синхронизирующих импульсов составляет 0,25 от его полного размаха. Отделение (селекция) синхронизирующих импульсов от остальной части телевизионного сигнала производится в устройствах, осуществляющих амплитудную селекцию. В качестве амплитудных селекторов в современных телевизорах находят применение устройства с полупроводниковыми диодами, биполярными или полевыми транзисторами и микросхемами.

Цепи разделения синхроимпульсов. Чтобы использовать синхронизирующие импульсы для синхронизации генераторов развертки луча кинескопа по строкам и по кадрам, необходимо разделить их на строчные и кадровые. Отделение кадровых синхронизирующих импульсов, имеющих большую длительность, производится интегрирующей цепью. Для выделения импульсов строчной синхронизации служит дифференцирующая (укорачивающая) цепь.

Предварительный селектор синхронизирующих импульсов цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.26). Такой селектор, выполненный на транзисторе VT1, применен для устойчивой синхронизации разверток при неблагоприятных условиях приема. При отсутствии видеосигнала транзистор VT1 находится в режиме отсечки. Открывается он синхронизирующими импульсами видеосигнала отрицательной полярности, поступающего на базу транзистора через резистор R1, конденсатор C2 и помехоподавляющую цепь VD1, C5. Конденсатор C2 и C5 быстро заряжаются током базы транзистора, и на их нижних по схеме обкладках возникает положительный потенциал. Во время передачи сигналов изображения между синхронизирующими импульсами транзистор VT1 закрыт, так как время разрядки, конденсаторов C2 и C5 через резистор R3 велико. Появившиеся в коллекторной цепи транзистора VT1 синхронизирующие импульсы ограничены снизу из-за отсечки коллекторного тока и сверху из-за его насыщения.

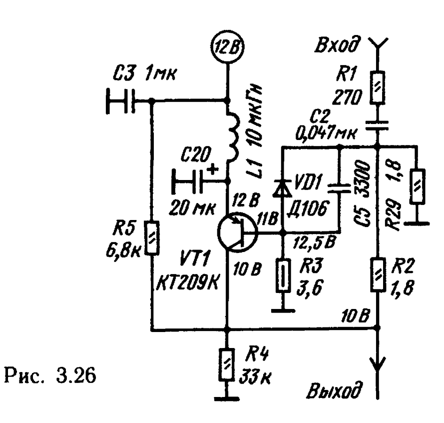


Рис. 3.26

Если бы помехоподавляющей цепи VD1, C5 не было, то помехи, превышающие синхронизирующие импульсы, заряжали бы конденсатор C2 и закрывали бы транзистор VT1 на время нескольких десятков синхронизирующих импульсов. В схеме на рис. 3.26 напряжение, создаваемое помехой, быстрее заряжает конденсатор в цепи VD1, C5 благодаря тому, что C2>C5. Открывшийся диод VD1 быстро разряжает конденсатор C5, который после этого начинает заряжаться в обратном направлении током разрядки конденсатора C2. Так как диод VD1 в это время закрыт, постоянная времени разрядки в цепи с двумя конденсаторами C2 и C5, соединенными последовательно, оказывается малой. Благодаря этому закрывающее напряжение на базе транзистора VT1 спадает быстро и количество пропущенных синхронизирующих импульсов оказывается меньшим, чем при отсутствии помехоподавляющей цепи VD1, C5.

Генераторы строчной развертки

В генераторах строчной развертки вырабатывается переменный ток пилообразной формы частотой 15 625 Гц, необходимой для получения плавного и равномерного движения луча по экрану кинескопа вдоль строк слева направо с последующим быстрым его возвратом к началу следующей строки. В современных кинескопах луч движется под действием переменного магнитного поля, создаваемого катушками отклоняющей системы. В генераторах пилообразного тока строчной развертки в качестве генератора, задающего частоту генерируемых импульсов,

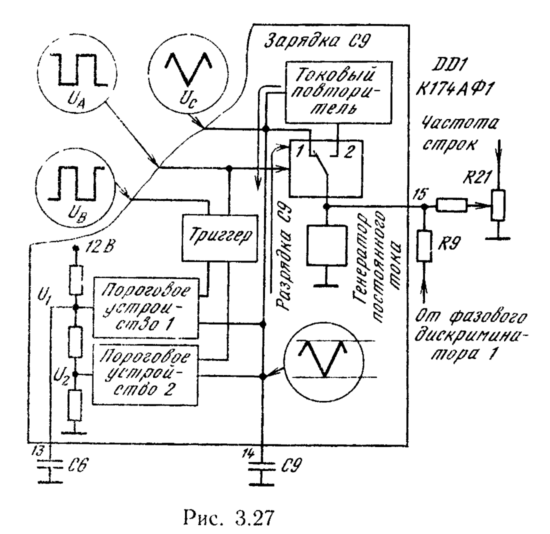


Рис. 3.27

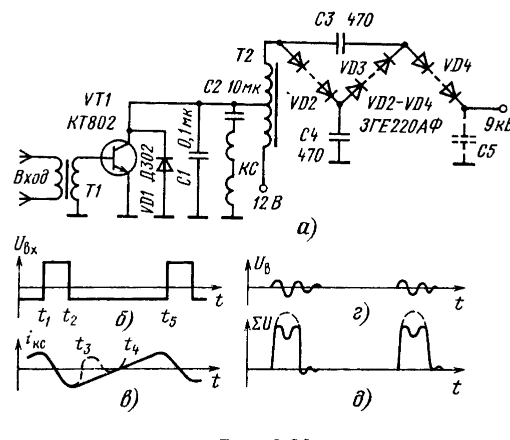


Рис. 3.28

используются блокинг-генераторы, мультивибраторы и пороговые устройства.

Задающий генератор строчной развертки в микросхеме К174АФ1 (рис. 3.27). Он содержит генератор постоянного тока, токовый повторитель, электронный переключатель и два пороговых устройства для управления триггером (рис 3 27). Электронный переключатель предназначен для коммутации внешнего времязадающего конденсатора С9 на токовый повторитель или на генератор постоянного тока

Если переключатель находится в положении 1, конденсатор С9 разряжается по пилообразному закону на генератор постоянного тока и внешнюю нагрузку, соединенную с выводом 15 микросхемы Когда напряжение на конденсаторе С9 понизится до потенциала U_2, в пороговом устройстве 2 сформируется импульс, который перебросит триггер в другое устойчивое состояние. Триггер переведет переключатель в положение 2, и начнется зарядка конденсатора С9 через токовый повторитель Когда напряжение на конденсаторе С9 достигнет потенциала срабатывания порогового устройства 1, сформируется импульс, перебрасывающий триггер, который переведет переключатель в положение 1. После этого снова начнется процесс разрядки конденсатора С1 и далее работа задающего генератора будет повторяться Пилообразное напряжение, снимаемое через развязывающий каскад с конденсатора С9, используется для формирования импульсного напряжения, управляющего оконечным каскадом строчной развертки и для цепи АПЧиФ. Противофазные импульсы триггера используются для этих же целей.

Выходной каскад строчной развертки на транзисторе (рис. 3 28, *а*). Такой каскад, применяемый в черно белых и цветных телевизорах, работает по принципу симметричного ключа (рис. 3 28, *а*). В качестве ключа используется достаточно высокочастотный мощный транзистор VT1, способный выдерживать импульсные токи до 5...8 А и обратные импульсные напряжения до 150 В, имеющий небольшое сопротивление в режиме насыщения Так как транзистор VT1 проводит ток лишь в одном направлении, то для получения симметричной вольт-амперной характеристики ключа в устройство добавлен диод VD1, который является также демпферным Управление транзистором VT1 производится подачей в цепь его базы через трансформатор Т1 прямоугольных импульсов напряжения от промежуточного усилителя. В момент t_2 (рис. 3.28, *б*) транзистор VT1 закрывается. Из-за резкого прекращения тока в контуре, образованного индуктивностью трансформатора Т2, строчными отклоняющими катушками КС и конденсаторами С1 и С2, возникают колебания. Через половину периода этих колебаний в момент t_3 ток в индуктивной ветви контура изменит направление, что приведет к открыванию диода VD1, который демпфирует колебания (штрих на рис. 3.28, *в*). Во время t_3 диод VD1 проводит и ток в индуктивной ветви контура и в строчных отклоняющих катушках изменяется почти линейно. В момент времени t_4 этот ток изменяет направление и начинает протекать не через диод VD1, а через транзистор VT1. Во время закрывания транзистора VT1 на обмотках трансформатора Т2 и строчных отклоняющих катушках возникает напряжение, имеющее вид импульсов синусоидальной формы (рис. 3.28, *г*).

Для облегчения режима работы транзистора VT1 по пробивному напряжению контур, образованный повышающей обмоткой и ее паразитными емкостями, настраивают на третью гармонику частоты колебаний во время обратного хода. Колебания напряжения с частотой третьей гармоники (рис 3.28, *г*) трансформируются из повышающей обмотки трансформатора Т2 в его первичную обмотку, складываются с импульсами на коллекторе транзистора VT1 и понижают их амплитуду (рис. 3.28, *д*).

Выходной каскад строчной развертки на тиристорах (рис. 3.29). По сравнению с транзисторами тиристоры менее чувствительны к перегрузкам и поэтому более надежны. Применяя тири-

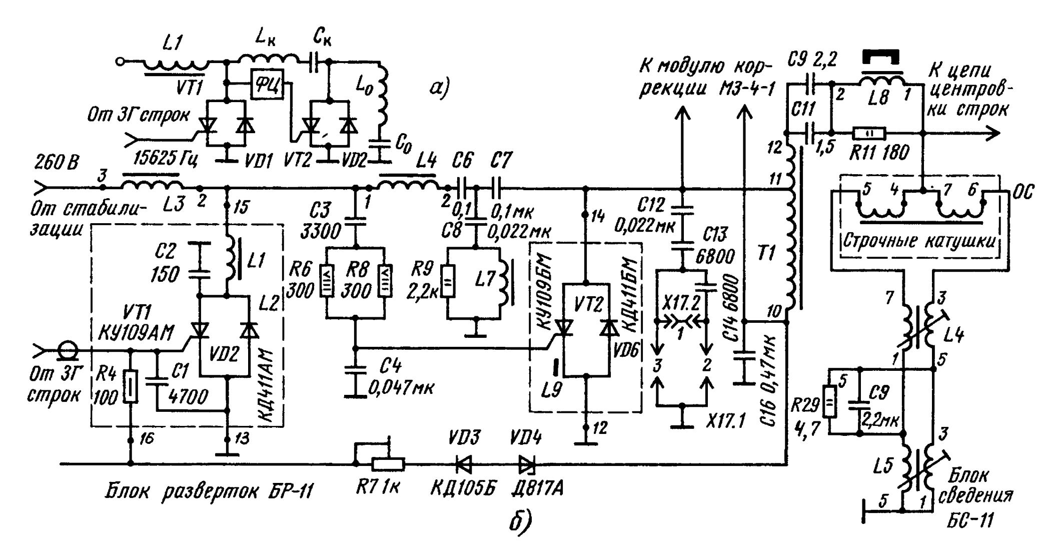


Рис. 3.29

сторы, можно создавать в выходных каскадах строчной развертки большие запасы мощности, которые после преобразования будут использоваться для питания некоторых каскадов телевизора.

Упрощенная эквивалентная схема каскада (рис. 3.29, *а*) состоит из переключателя обратного хода — тиристора VT1, диода VD1 (VT1, VD2 на рис. 3.29, *б*), переключателя прямого хода тиристора VT2 и диода VD2 (VT2 и VD6 на рис 3.29, *б*), колебательного контура отклоняющей системы L_0C_0 и коммутирующего контура $L_кC_к$ (L4, C6 на рис. 3.29, *б*). В результирующую индуктивность L_0 контура отклоняющей системы входит индуктивность обмоток выходного трансформатора строчной развертки T1 (рис. 3.29, *б*), регулятора линейности строк и строчных катушек отклоняющей системы 5—4, 7—6. Емкость C_0 представляет собой емкость конденсатора S-образной коррекции отклоняющего тока (C9 и C11 на рис. 3.29, *б*). Емкости $C_к$ и C_0 и индуктивности L_0 и $L_к$ работают как накопители энергии во время прямого и обратного ходов строчной развертки. Индуктивность дросселя L1 (L3 на рис. 3 29, *б*) рассчитана на необходимое пополнение энергией устройства развертки и создание импульсов управления переключателем прямого хода на тиристоре VT2 через формирующую цепь ФЦ.

Переключатель обратного хода на тиристоре VT1 управляется импульсами задающего генератора строчной развертки с частотой 15 625 Гц. Анод тиристора VT1 постоянно соединен через дроссель L1 с источником напряжения питания E. Тиристор VT1 включается сразу после появления на его управляющем электроде положительного импульса.

Анод тиристора VT2 не связан с источником положительного напряжения. Положительный импульс, поступивший на управляющий электрод тиристора VT2, лишь подготавливает его к включению. Открывается тиристор VT2 по цепи анода положительным напряжением, образовавшимся на одной из обкладок конденсаторов C_0 или $C_к$.

Из-за наличия индуктивностей L_0 и $L_к$ при резких изменениях токов на анодах тиристоров могут возникнуть большие отрицательные импульсы напряжения. Для защиты тиристоров от пробоев этими напряжениями включены диоды VD1 и VD2 (рис. 3.29, *а*), которые используются также для формирования отклоняющего тока. Работа каскада основана на процессах зарядки и разрядки емкостей $C_к$ и C_0, процессе накопления и отдачи магнитной энергии индуктивностями L1, L_0 и $L_к$ через тиристоры и диоды.

На рис. 3.30 представлены диаграммы, поясняющие работу выходного каскада строчной развертки на тиристорах. Сплошная линия показывает форму отклоняющего тока, штриховая — коммутирующего тока, штрихпунктирная — тока, протекающего через дроссель L1. В отрезок времени t_2—t_3 отклоняющий ток формируется в результате разрядки емкости C_0 на индуктивность L_0 через открытый тиристор VT2 (рис. 3.29, *а*). Относительно большая емкость C_0 является источником практически постоянного напряжения, и ток через L_0 изменяется достаточно линейно. В этот отрезок времени диод VD1 и тиристор VT1 оказываются закрытыми.

В момент времени t_3 тиристор VT1 открывается импульсом от задающего генератора строчной развертки. В это время отклоняющий ток в цепи C_0, L_0, VT2 продолжает нарастать, в цепи $L_к$, VT1, VT2, $C_к$ ток изменяется по синусоидальному закону из-за резонанса в контуре $L_кC_к$, а в цепи L1, VT1 ток изменяется линейно. Из-за того, что через тиристор VT2 протекают оба этих тока в противоположных направлениях, в момент t_4, когда увеличивающийся ток $i_к$ становится равным i_0, тиристор VT2 закрывается и его функции начинает выполнять диод VD2, который пропускает оба этих тока, пока $i_к > i_0$.

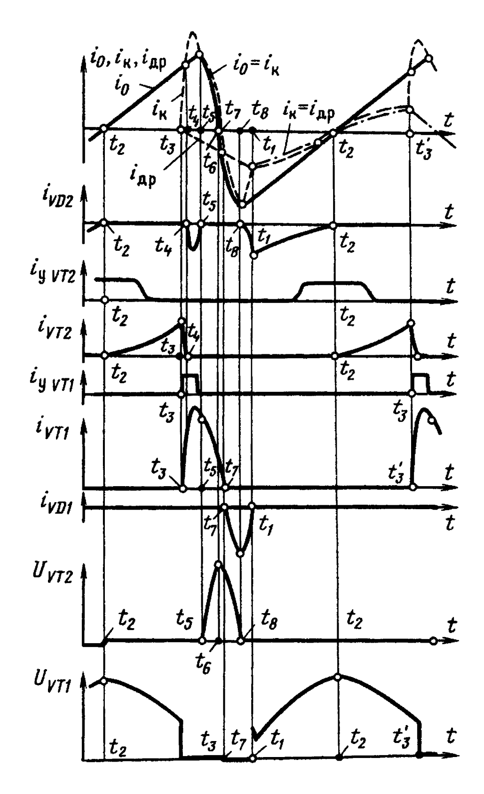


Рис. 3.30

В отрезок времени t_4—t_5 ток i_0 продолжает нарастать, а ток $i_к$ достигает максимума и конденсатор $C_к$ начинает перезаряжаться. В момент t_5 токи $i_к$ и i_0 становятся равными, диод VD2 отключается и начинается обратный ход развертки. В отрезок времени t_5—t_6, пока тиристор VT1 открыт, конденсатор $C_к$ перезаряжается за счет энергии, накопленной в индуктивности $L_к$. Резонансная частота этого контура определяет время обратного хода, которое составляет 10...12 мкс. В момент времени t_6 ток проходит через нуль и меняет направление, а напряжение на индуктивности L_0 и на тиристоре VT2 достигает максимума и начинает падать. Но тиристор остается закрытым, так как на его управляющем электроде нет запускающего импульса.

После момента t_6 через тиристор VT1 протекают токи $i_{др}$ и $i_0 = i_к$, направленные навстречу друг другу, до тех пор, пока $i_{др} > i_0$. В отрезок времени t_6—t_7 энергия, накопленная в емкости $C_к$, переходит в индуктивность L_0. В момент t_7 токи $i_{др}$ и i_0 становятся равными, тиристор VT1 отключается и разностный ток начинает протекать через диод VD1. В момент t_8, когда отрицательная полуволна тока i_0 достигает максимума, напряжение на индуктивности L_0, возникающее за счет изменения этого тока, проходит через нуль и становится отрицательным. Это приводит к открыванию диода VD2.

После этого начинается прямой ход строчной развертки, и энергия магнитного поля индуктивности L_0 переходит в энергию электрического поля емкости C_0. За счет энергии, накопленной в этом контуре во время обратного хода, ток i_0 протекает линейно. В коммутирующем контуре ток $i_к$ изменяется по синусоидальному закону на более высокой частоте, так как индуктивность L_0 из этого контура оказывается отключенной. Через диод VD1 навстречу друг другу протекают оба тока $i_к$ и $i_{др}$ до тех пор, пока $i_к > i_{др}$.

В момент t_1 токи $i_к$ и $i_{др}$ становятся равными, разность потенциалов, приложенная к диоду VD1, оказывается равной нулю, и он закрывается. Возникающая в этот момент противо-ЭДС через формирующую цепь ФЦ поступает на управляющий электрод тиристора VT2 и подготавливает его к включению, которое становится возможным лишь после закрывания диода VD2. Ток i_0 продолжает линейно нарастать. Вблизи момента t_2 ток $i_{др}$-$i_к$ изменяет свое направление и процессы в выходном каскаде повторяются.

Из рис. 3.30 видно, что обратный ход развертки начинается не в момент поступления управляющего импульса задающего генератора (t_3), а несколько позже (t_5). Поэтому в задающем генераторе строчной развертки должна быть цепь, создающая необходимое опережение фронта управляющих импульсов относительно начала обратного хода.

Кроме того, из рис. 3.30 следует, что ток $i_{др}$, изменяющий свое направление в момент t_2, в первой половине прямого хода развертки течет от источника питания в выходной каскад, а во второй половине прямого хода поступает из выходного каскада в источник питания. Эта особенность схемы используется для стабилизации размера изображения по горизонтали.

Высоковольтный выпрямитель (рис. 3.31). При быстрых изменениях тока во время обратного хода луча на строке на первичной обмотке трансформатора ТВС образуются положительные импульсы напряжения (рис. 3.28, *д*). Эти импульсы используются для получения высокого напряжения, питающего анод кинескопа. С этой целью напряжение импульсов увеличивается с помощью повышающей секции первичной обмотки, и импульсы напряжения заряжают конденсатор C4 через высоковольтный выпрямитель VD2.

Высокое напряжение для питания второго анода кинескопа в телевизорах на транзисторах составляет 6...15 кВ и более. Это означает, что при допустимой амплитуде импульса обратного хода на коллекторе транзистора VT1 (рис. 3.28, *а*) 80...140 В коэффициент трансформации повышающей обмотки трансформатора T2 должен

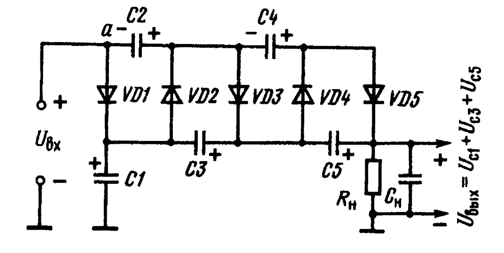


Рис. 3.31

быть около 100. При этом и число витков, и паразитная емкость повышающей обмотки будут очень большими. Уменьшив оба этих параметра до допустимых пределов, получить требуемое значение высокого напряжения удается, лишь используя выпрямитель с высоковольтными столбиками VD2—VD4 по схеме импульсного умножения напряжения.

Выпрямитель, состоящий из пяти выпрямительных столбиков и четырех конденсаторов (рис. 3.31), представляет собой импульсный утроитель напряжения УН 8,5/24-1,2А, который при малой нагрузке ($R_н \to \infty$) работает следующим образом. При появлении на аноде столбика VD1 положительного импульсного напряжения конденсатор С1 быстро заряжается до амплитудного значения этого напряжения $U_{C1} = U_{вх}$. В течение времени, когда напряжение на аноде VD1 отсутствует, конденсатор С2 заряжается через диод VD2 напряжением, имеющимся на конденсаторе С1 ($U_{C2} = U_{вх}$). Когда в точке «а» вновь появляется положительное импульсное напряжение, оно суммируется с напряжением, имеющимся на конденсаторе С2. Сумма этих напряжений ($U_{C2} + U_{вх}$) заряжает через диод VD3 конденсатор С3. Но так как конденсатор С3 соединен последовательно с конденсатором С1, на котором уже имеется напряжение $U_{C1} = U_{вх}$, то напряжение, до которого зарядится конденсатор С3, оказывается $U_{C3} = U_{вх}$.

Заряды конденсатора С4 происходят за счет того, что к одной его обкладке приложено напряжение U_{C2}, а к другой — через столбик VD4 — напряжение $U_{C1} + U_{C3}$. В итоге конденсатор С4 заряжается разностью этих напряжений $U_{C4} = U_{C1} + U_{C3} - U_{C2}$.

Конденсатор С5 при появлении положительного импульсного напряжения на входе заряжается через столбик VD5 разностью напряжений $(U_{вх} + U_{C2} + U_{C4}) - (U_{C1} + U_{C3}) = U_{C5} = U_{вх}$. Напряжение на выходе утроителя оказывается равным сумме напряжений на конденсаторах С1, С3 и С5, так как все они включены последовательно с нагрузкой, т. е. $U_{вых} = 3U_{вх}$.

Утроители, конструктивно оформленные в виде отдельных блоков, выпускаются промышленностью под маркой УН 8,5/25-1,2 и УН 9/27-1,3. Они позволяют получить напряжение до 24,5...27 кВ при токе нагрузки до 1...1,3 мА и входном напряжении до 8,5 кВ. При изменении тока нагрузки от 0 до 1 мА перепад выходного напряжения не превышает 2,5 кВ. Селеновые столбики и конденсаторы залиты в блоке эпоксидной смолой, обладающей высоким сопротивлением изоляции и большой теплоемкостью. Благодаря этому удается избежать загрязнения и попадания влаги на детали блока и устранить возможность возникновения коронных разрядов.

Стабилизация строчной развертки

Стабилизация строчной развертки устраняет влияние колебаний напряжения питающей сети, изменения параметров ламп и нагрузки выпрямителя высокого напряжения на размер изображения по горизонтали и на значение высокого ускоряющего напряжения для питания кинескопа. Между значением тока в строчных отклоняющих катушках и значением импульса напряжения на них, возникающего во время обратного хода, существует жесткая зависимость. Поэтому в широко применяемых системах стабилизации строчной развертки используется принцип автоматического регулирования режима генератора и развертки в зависимости от импульсного напряжения на обмотках ТВС.

В простейшей схеме стабилизации импульсное напряжение с обмотки ТВС выпрямляется и используется для создания напряжения, управляющего режимом оконечного каскада строчной развертки. Однако чувствительность и глубина регулирования в такой схеме оказываются низкими. Повысить чувствительность можно, применив усилитель в цепи регулирования или сняв с обмотки ТВС большое импульсное напряжение и выпрямив лишь его часть, в которой относительные изменения из-за нестабильности велики. В качестве выпрямителей с большой и стабильной отсечкой используются, например, варисторы.

В общем случае регулирование размеров изображения по горизонтали производится изменением количества энергии, потребляемой выходным каскадом строчной развертки.

Стабилизация тиристорного устройства строчной развертки производится изменением количества энергии, возвращающейся из выходного каскада в источник питания во второй половине прямого хода развертки (см. рис. 3.30). В модуле стабилизации МЗ-3 цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.32) ток в выходной каскад поступает от источника напряжения 260 В через контакт 2 диод VD1 и контакт 1, а возвращается в него через контакт 1, тиристор VT3 и контакт 2. Диод VD1 для тока, протекающего в блок питания, включен в непроводящем направлении, и регулировка этого тока осуществляется изменением времени открывания тиристора VT3. Количество возвращенной энергии зависит от интервала времени между открыванием тиристора VT3 (рис. 3.32) и тиристора VT1 (см. рис. 3.30). Чем больше время, в течение которого часть энергии возвращается в источник питания, тем меньше размер изображения и напряжение на аноде кинескопа.

Если питающее напряжение 260 В увеличивается, то возрастает размах импульсов обратного хода, снимаемых с выходного строчного трансформатора и подаваемых на контакты 3 и 4 модуля стабилизации (рис. 3.32). При этом увеличивается постоянное напряжение на подвижном контакте переменного резистора R12, поскольку одновременно возрастает напряжение, выпрямленное диодом VD6, и напряжение, поступающее от источника 260 В через резистор R10. Из-за этого пилообразное напряжение, сформированное из импульсов обратного хода цепью R18, С6, VD7, R17, С5, VD4, будет иметь на базе транзистора VT2 большую постоянную составляющую. Открывание транзисторов VT2, VT1 и тиристора VT3 ускорится, доля энергии, возвра-

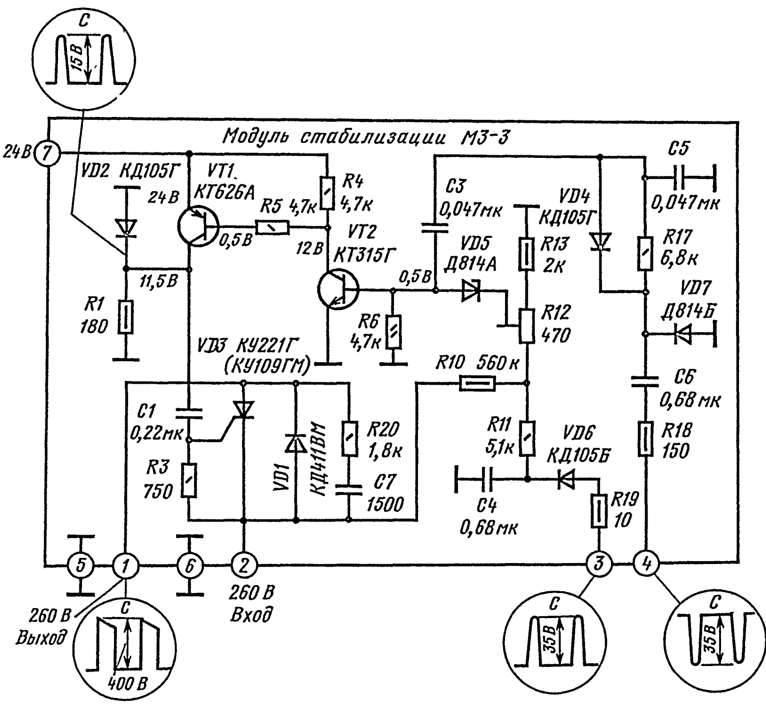


Рис. 3.32

щающейся из выходного каскада в источник питания 260 В, увеличится, что скомпенсирует увеличение горизонтального размера изображения, возникшее из-за роста напряжения 260 В.

При увеличении тока лучей кинескопа из-за возрастания нагрузки на выходной каскад строчной развертки уменьшаются амплитуда импульсов обратного хода и напряжение на аноде кинескопа Снижение напряжения, выпрямленного диодом VD6, замедляет открывание транзисторов VT2, VT1 и тиристора VT3 При этом энергия, возвращающаяся из выходного каскада строчной развертки в блок питания, уменьшается. Мощность, вырабатываемая выходным каскадом, растет, и уменьшение амплитуды импульсов обратного хода и напряжения на аноде кинескопа компенсируется.

Автоматическая подстройка частоты и фазы строчной развертки

При приеме слабых сигналов внутренние шумы телевизора и импульсные помехи накладываются на синхронизирующие импульсы и могут изменить их форму и амплитуду. В результате вертикальные линии в принятом изображении будут выглядеть изломанными, а четкость изображения будет понижена. Искажения кадровых синхронизирующих импульсов меньше сказываются на качестве изображения, так как помехи отфильтровываются интегрирующей цепью, формирующей импульсы для синхронизации задающего генератора. Для улучшения качества изображения применяют помехоустойчивые цепи синхронизации строчной развертки, работающие по принципу автоматической подстройки частоты и фазы (АПЧиФ) задающего генератора. В таких цепях в результате сравнения частоты и фазы синхронизирующих импульсов с частотой и фазой импульсов от генератора развертки вырабатывается напряжение, управляющее частотой задающего генератора. В результате частота колебаний задающего генератора поддерживается равной частоте приходящих синхронизирующих импульсов.

Из-за высокого уровня помех в переносных телевизорах постоянную времени фильтра на выходе цепи АПЧиФ делают большой, а для расширения полосы схватывания в некоторых случаях между цепью АПЧиФ и задающим генератором включают усилитель постоянного тока.

Двухступенчатая цепь АПЧиФ с автоматическим переключением фильтра на выходе (рис. 3.33) обладает универсальными свойствами — широкой полосой схватывания и высокой степенью защиты от импульсных помех. В ней синхронизирующие импульсы от амплитудного селектора $f_c\varphi_c$ сравниваются в фазовом дискриминаторе 1 с импульсами задающего генератора ($f_{гсн}\varphi_{гсн}$). Полученное управляющее напряжение через ФНЧ1 поступает на задающий генератор для коррекции его частоты и фазы. Крутизна частотной характеристики дискриминатора 1 и постоянная времени ФНЧ1 под воздействием переключающего каскада могут изменяться, принимая значения $S\Phi_{11}$, $S\Phi_{12}$ и τ_{11}, τ_{12}.

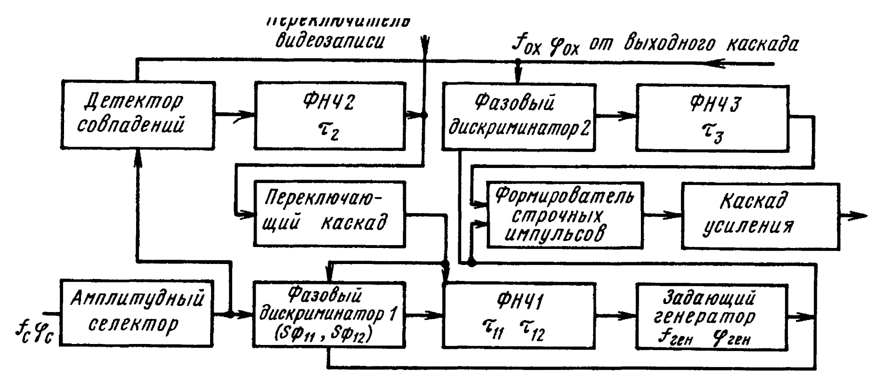


Рис. 3.33

При отсутствии синхронизации для расширения полосы схватывания нужна большая крутизна $S\Phi_{12}$ и малая постоянная времени τ_{11} ФНЧ1. Как только синхронизация произойдет, крутизна переключится на меньшую $S\Phi_{11}$, а постоянная времени на большую τ_{12}. Переключение производится автоматически с помощью детектора совпадения, напряжение на выходе которого появляется лишь при совпадении фаз синхронизирующих импульсов и импульсов обратного хода строчной развертки. При этом открываются переключающие устройства в ФНЧ1 и фазовом дискриминаторе 1. Для повышения помехоустойчивости открывание осуществляется через ФНЧ2 и дополнительный переключающий каскад, представляющий собой пороговое устройство — триггер Шмитта.

Временной интервал между завершением процесса синхронизации и переключением крутизны дискриминатора 1, а также постоянной времени ФНЧ1 определяется постоянной времени ФНЧ2.

Если телевизор используется для воспроизведения магнитной видеозаписи, то из-за колебаний скорости движения пленки можно ожидать большего отклонения частоты синхронизирующих импульсов. При этом устройство переключения необходимо отключить переключателем видеозаписи.

Все устройства, показанные на рис. 3.33, объединены в одной микросхеме К174АФ1, в которую входят также задающий генератор строчной развертки и формирователь строчных импульсов. Фазовый дискриминатор 2 и ФНЧ3 служат для создания опережения строчных импульсов относительно начала обратного хода, которое осуществляется в формирователе с одновременным изменением формы импульсов, управляющих оконечным каскадом, из пилообразной в прямоугольную. Указанное опережение необходимо для выходного каскада строчной развертки на тиристорах (см. рис. 3.29). Напряжение на выходе фазового дискриминатора 2 зависит от сдвига фаз между импульсами задающего генератора и импульсами обратного хода и позволяет устранить фазовые сдвиги, возникающие при изменении нагрузки выходного каскада.

Модуль синхронизации и управления строчной разверткой на микросхеме К174АФ1

В цветных и черно-белых телевизорах формирование импульсов для синхронизации и управления выходным каскадом строчной развертки осуществляется в отдельном модуле М3-1 (AR1). В этом модуле синхронизирующие импульсы ограничиваются и разделяются на строчные и кадровые, происходит также генерирование импульсов с частотой строк, синхронизация задающего генератора посредством цепи АПЧиФ, усиление и формирование прямоугольных импульсов длительностью 5...8 мкс для управления выходным каскадом строчной развертки на транзисторах или тиристорах (см рис. 3.28, 3.29).

В модуле синхронизации и управления строчной разверткой (рис. 3.34) применена микросхема DA1 типа К174АФ1, в которой содержится двухступенчатая цепь АПЧиФ с автоматическим переключением постоянной времени ФНЧ (см. рис. 3.33). Транзисторы VT1 и VT2 работают в каскадах формирования и усиления управляющих импульсов. На контакт 7 модуля подается смесь синхронизирующих импульсов положительной полярности от предварительного амплитудного селектора (рис. 3.33).

После ограничения в основном селекторе 1 синхронизирующие импульсы выводятся из DA1 через вывод 7 и разделяются цепями R6, C18 и R7, C7, C8, R8 соответственно на кадровые и строчные. Кадровые синхроимпульсы через контакт 5 модуля подаются на модуль кадровой развертки. Строчные синхроимпульсы поступают на фазовый дискриминатор 7 микросхемы, на который подаются также импульсы, вырабатываемые задающим генератором строчной развертки 8 в DA1. Частота колебаний этого генератора определяется емкостью конденсатора C9, сопротивлением постоянных резисторов R11, R13, R16, R18 и сопротивлением переменного резистора R21, который позволяет регулировать частоту изменением тока, поступающего на вывод 15 микросхемы DA1.

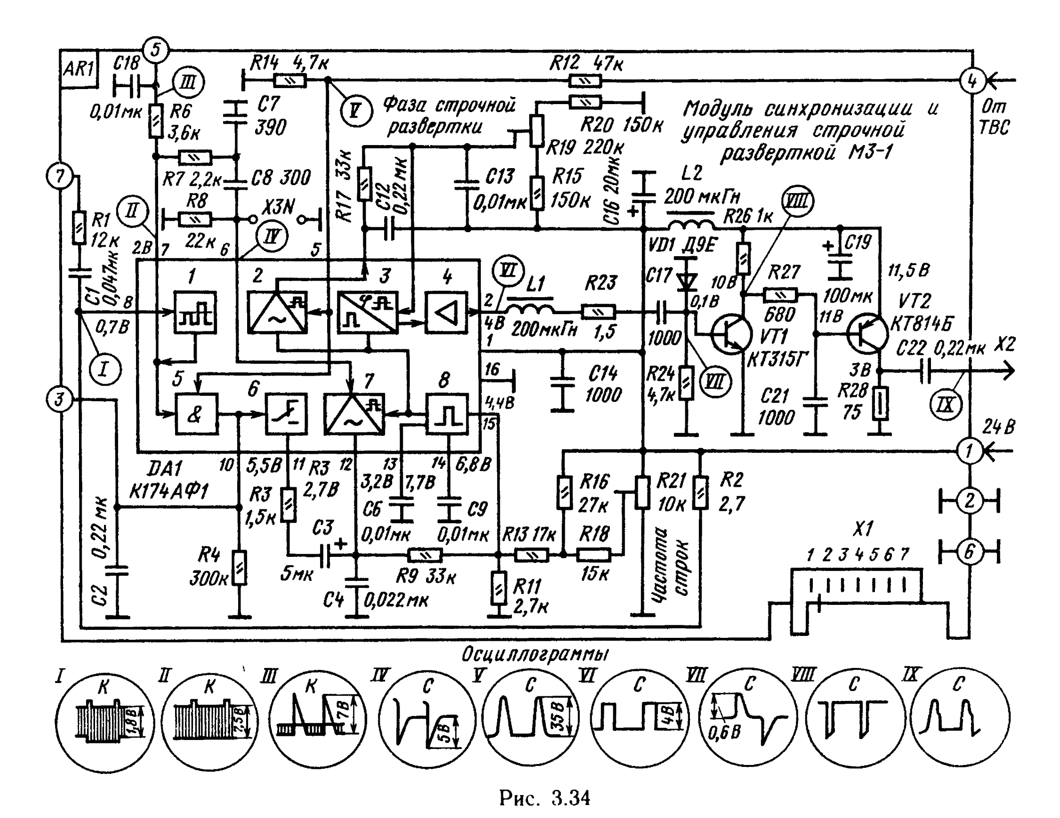


Рис. 3.34

На выходе фазового дискриминатора (вывод 12 DA1) образуется импульсный ток, значение и направление которого зависят от разности фаз импульсов задающего генератора 8 и синхроимпульсов. Из этого импульсного тока ФНЧ1, состоящим из элементов C4, R9, C3, R3 и внутреннего сопротивления переключающего устройства 6, формируется напряжение, поступающее на вывод 15 микросхемы DA1, для коррекции частоты и фазы колебаний задающего генератора 8. На детектор совпадений 5, управляющий переключающим устройством 6, подаются два сигнала: строчные синхронизирующие импульсы с вывода 7 и с делителя R14, R12 — импульсы обратного хода. Цепь R4, C2 является ФНЧ2 и нагрузкой детектора совпадений. Когда синхронизация осуществляется напряжением, образованным на выходе ФНЧ2, устройство 6 переключается и в ФНЧ1 включаются элементы C3, R3, увеличивающие его постоянную времени до τ_{12} (см. рис. 3.33). Цепь автоматического переключения постоянной времени ФНЧ1 можно отключить, замыкая контакт 3 модуля через внешний выключатель на корпус.

Пилообразные импульсы от задающего генератора 8 поступают на пороговое устройство 3 — формирователь строчных импульсов. На выходе устройства 3 формируются прямоугольные импульсы длительностью 20 мкс, срез которых совпадает со срезом импульсов задающего генератора 8, а положение фронта зависит от напряжения, поступающего на вывод 3 микросхемы DA1. Это напряжение изменяется вручную переменным резистором R19 и автоматически с помощью фазового дискриминатора 2, на который поступают импульсы задающего генератора 8 и через делитель R12, R14 импульсы обратного хода, сформированные оконечным каскадом строчной развертки на тиристорах. Из фронта импульса на выходе 2 микросхемы DA1 дифференцирующей цепью L1, R23, C17, R24 формируются импульсы длительностью 5..8 мкс Эти импульсы после усиления транзисторами VT1 и VT2 через соединитель X1 подаются на входы предварительного каскада транзисторной развертки или на управляющий электрод тиристора обратного хода (см. рис. 3.29). Таким образом, вручную и автоматически регулируется необходимое фазовое опережение импульсов, управляющих оконечным каскадом строчной развертки, и устраняется горизонтальный сдвиг изображения на экране при изменении его яркости.

Генераторы кадровой развертки

Пилообразный ток, образующий магнитное поле в катушках отклоняющей системы для создания движения луча кинескопа по экрану сверху вниз, имеет частоту 50 Гц. Этот ток вырабатывают генераторы кадровой развертки

Генераторы кадровой развертки на транзисторах обычно состоят из задающего генератора, промежуточного усилителя и оконечного каскада. Для получения необходимой линейности пилообразного тока на базу транзисто-

ров из их коллекторной цепи через цепь, состоящую из конденсаторов и резисторов, подается напряжение ООС, содержащее параболическую составляющую. Глубина ООС регулируется переменным резистором до получения равномерного (без сгущений и разрежений) расположения строк растра. Улучшение линейности достигается также использованием кривизны характеристики транзисторов при соответствующем выборе рабочей точки на их характеристике.

Особенностью оконечного каскада генератора на транзисторах является подключение кадровых отклоняющих катушек через конденсатор.

Стабилизация кадровой развертки особенно необходима в телевизорах с взрывобезопасными кинескопами, имеющими прямоугольный экран с соотношением сторон 4:5. Согласно принятому стандарту изображение передается с соотношением сторон 3:4. При совпадении верхней и нижней кромок изображения с соответствующими границами экрана указанных кинескопов боковые кромки изображения оказываются за пределами экрана и часть изображения пропадает. Если не применять стабилизации, то для компенсации возможного уменьшения размеров растра из-за падения напряжения сети, прогрева деталей и дрейфа параметров транзисторов придется увеличить размер изображения по вертикали и пропорционально еще больше увести боковые кромки изображения за пределы экрана кинескопа и потерять еще большую часть изображения.

Размер изображения по вертикали может изменяться из-за изменения амплитуды пилообразного напряжения на выходе задающего генератора (это происходит в результате изменения напряжения питания зарядной цепи, параметров транзисторов при их нагреве), а также из-за изменения параметров транзисторов промежуточного усилителя и оконечного каскада. Кроме того, амплитуда пилообразного тока в кадровых отклоняющих катушках может изменяться в результате изменения сопротивления этих катушек и обмоток ТВК при нагреве. В телевизорах с современными кинескопами из-за увеличения угла отклонения луча до 90—110 °С к отклоняющим катушкам подводится большая мощность. Это приводит к значительному нагреву катушек и заставляет принимать дополнительные меры для стабилизации размера изображения по вертикали.

Модуль кадровой развертки и модуль коррекции геометрических искажений растра цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II

Модуль кадровой развертки М3-2-2 (AR2) выполнен на транзисторах (рис. 3.35) и содержит усилитель-ограничитель кадровых синхронизирующих импульсов (VT1 и VT2), задающий генератор (VT3 и VT4), дифференциальный усилитель (VT6 и VT7), парафазный усилитель (VT8) и выходной каскад (VT9 и VT11). На контакт 2 модуля подаются кадровые синхроимпульсы, сформированные в модуле синхронизации и управления строчной разверткой М3-1 (см. рис. 3.34). В цепи VD3, R1, C2, R10 эти импульсы дополнительно интегрируются. Диод

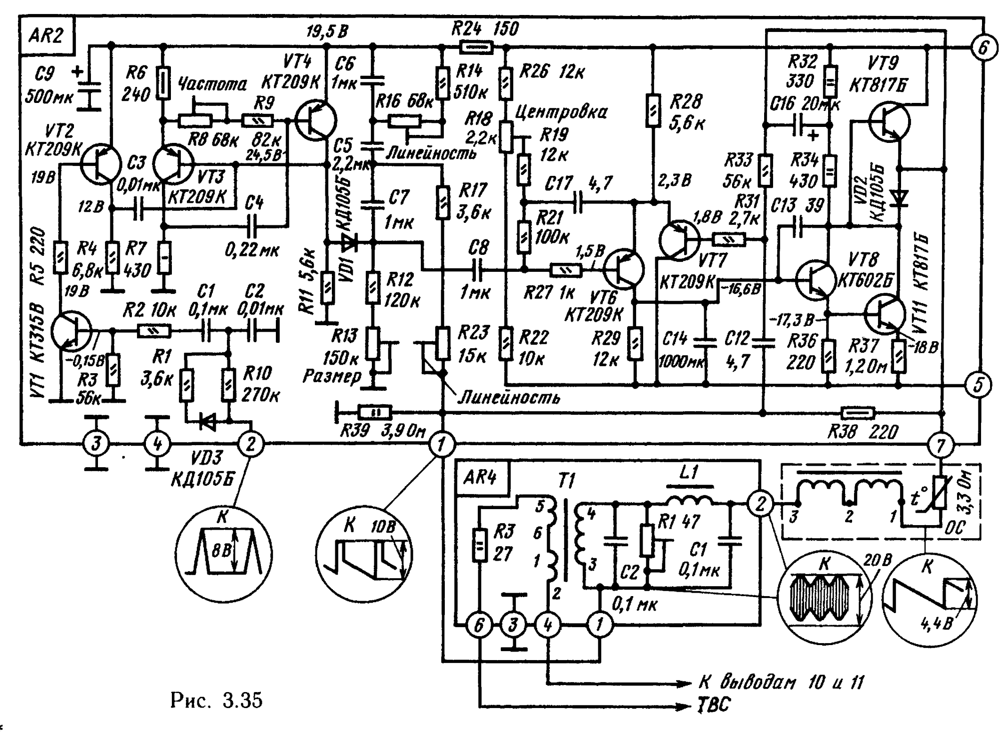


Рис. 3.35

VD3 препятствует проникновению в задающий генератор импульсов собственных шумов телевизора, что дает возможность избавиться от хаотических изменений размера растра по вертикали при отсутствии принимаемого сигнала.

В качестве задающего генератора используется мультивибратор с коллекторно-базовыми связями — кондуктивной (база VT3 — коллектор VT4) и емкостной (C4). Частота колебаний мультивибратора определяется постоянной времени разрядки конденсатора C4 через резисторы R18, R19 и переходы транзистора VT3.

На конденсаторах C5 — C7 формируется пилообразное напряжение за счет зарядки конденсаторов во время прямого хода развертки через резисторы R12 и R13 и быстрой разрядки через диод VD1 и переходы транзистора VT4 во время обратного хода развертки. Так как у кинескопов с углом отклонения 90° скорость луча на краях экрана больше, изображение сжимается в центре и растягивается на краях. Для компенсации этих искажений скорость нарастания пилообразного тока в начале и в конце периода должна замедляться. Такая S-образная коррекция осуществляется с помощью положительной ОС по току, в которой сигнал снимается с резистора R39, включенного в цепь кадровых отклоняющих катушек, и подается в зарядную цепь с конденсаторами C5 — C7. С этих конденсаторов сформированное пилообразное напряжение через конденсатор C8 подается на инвертирующий вход дифференциального усилителя на транзисторах VT6 и VT7.

На неинвертирующий вход дифференциального усилителя с резистора R39 через конденсатор C12 подается напряжение ООС по переменному току и через резистор R33 со средней точки выходного каскада — по постоянному току. Таким образом, кадровая развертка стабилизируется благодаря отрицательной ОС по постоянному и переменному токам, создаваемой с помощью дифференциального усилителя.

Дифференциальный усилитель согласует выходное сопротивление задающего генератора с входным сопротивлением парафазного усилителя на транзисторе VT8. В коллекторную нагрузку этого транзистора через конденсатор C16 вводится напряжение положительной ОС для уменьшения длительности обратного хода кадровой развертки.

В двухтактном бестрансформаторном выходном каскаде на транзисторах VT9 и VT11 диод VD2 улучшает четкость переключения транзисторов. Падение напряжения на этом диоде под действием тока транзистора VT11 дополнительно закрывает транзистор VT9. Кадровые отклоняющие катушки ОС с терморезистором являются нагрузкой выходного каскада. Последовательно с этими катушками включены регулятор фазы L1 и обмотка 4 — 3 трансформатора T1 цепи коррекции геометрических искажений (см. с. 138). Сопротивление резистора R38 значительно меньше, чем индуктивное сопротивление всех перечисленных катушек на частоте строчной развертки, и благодаря включению этого резистора значительно уменьшаются строчные наводки.

Каскады на транзисторах VT6 — VT9 и VT11 связаны по постоянному току. Поэтому центровка изображения по вертикали осуществляется изменением среднего тока выходных транзисторов с помощью переменного резистора R18, включенного в цепь базы транзистора VT6. В этом случае цепь центровки с резистором R18 потребляет небольшую мощность, а ток центровки через кадровые отклоняющие катушки стабилизируется за счет ООС, создаваемой с помощью дифференциального усилителя на транзисторах VT6 и VT7.

Отклоняющие системы

Отклонение луча и создание растра в процессе движения луча по экрану в современных кинескопах с углом отклонения 90 и 110° осуществляется отклоняющими системами нескольких типов. Отклоняющая система содержит две пары катушек. Одна пара катушек используется для отклонения луча по строкам, другая — для отклонения по кадрам. Катушки намотаны на тороидальный ферритовый сердечник седловидного сечения. Для эффективного отклонения луча на углы 90 и 110° строчные отклоняющие катушки размещаются частично на горловине и частично на конусообразной вершине колбы кинескопа, поэтому они имеют седлообразную форму. Кадровые отклоняющие катушки — тороидальной формы. Каждая из них намотана на половину тороидального ферритового сердечника.

Отклоняющая система ОС-110П2. Эта система разработана для телевизоров на транзисторах с кинескопами 50ЛК1Б и 61ЛК1Б с углом отклонения луча 110°. Нагрузка, создаваемая кадровыми и строчными отклоняющими катушками, хорошо согласуется с выходными каскадами

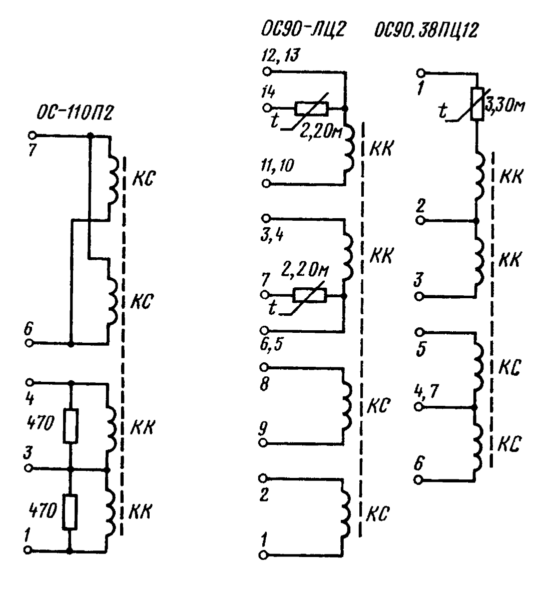


Рис. 3.36 Рис. 3.37

строчной и кадровой развертки на транзисторах (рис. 3.28 и 3.35). Схема соединения катушек и подключения их к разъему отклоняющей системы приведена на рис. 3.36.

Отклоняющие системы ОС90-ЛЦ2 и ОС90.38ПЦ12. Они используются в цветных телевизорах с кинескопами 61ЛК3Ц с углом отклонения луча 90°. Строчные отклоняющие катушки системы ОС90-ЛЦ2 соединяют параллельно через полуобмотки симметрирующей катушки (L4 на рис. 3.29), что дает возможность выровнять индуктивность строчных катушек и устранить перекрещивание красных и зеленых строк цветного растра. Кадровые отклоняющие катушки для лучшего согласования создаваемой ими нагрузки с оконечным каскадом кадровой развертки (рис. 3.35) соединяются последовательно. При необходимости в цепь кадровых катушек включают терморезисторы, размещенные рядом с катушками на отклоняющей системе. Терморезисторы служат для компенсации изменения сопротивления отклоняющих катушек при их нагреве во время эксплуатации. Схемы соединения катушек с выводами отклоняющих систем приведены на рис. 3.37, *а—б*.

Плата включения кинескопа цветного телевизора

Для включения цветного кинескопа 61ЛК3Ц в любительский телевизор можно применить соответствующую плату от телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.38). Кроме подсоединения постоянных и импульсных напряжений через соединители к выводам электродов на цоколе кинескопа плата служит для установки разрядников и ограничительных резисторов.

С блоками телевизора плата связана соединителями: X3 (A12) — для подачи напряжения на накал; X4 (A1) — для подачи импульсов гашения и напряжения на модуляторы; X6 (A13) — для подачи на ускоряющие электроды; X7 (A3) — на фокусирующие электроды; X5R, X5G и X5B — для подачи сигналов основных цветов на катоды. Токи пробоев разрядников отводятся с общей шины платы на внешнее проводящее покрытие кинескопа по отдельному проводу, минуя радиоэлементы телевизора. Резисторы R1—R10 ограничивают токи, когда при пробоях разрядников FV выходы источников напряжения оказываются замкнутыми на корпус.

3.9. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Автоматическое регулирование усиления

На нагрузке видеодетектора выделяется видеосигнал, содержащий постоянную составляющую, т. е. заполненный полуволнами напряжения несущей частоты. Использовать постоянную составляющую этого сигнала для АРУ нельзя, так как ее значение зависит от освещенности и содержания передаваемого изображения. Для АРУ можно использовать лишь напряжение после пикового детектора, равное напряжению несущей в моменты передачи синхронизирующих импульсов, амплитуда которых не меняется при изменении освещенности передаваемого изображения. Однако АРУ с пиковым детектором не обладает помехоустойчивостью, и усиление приемника уменьшается при наличии импульсных по-

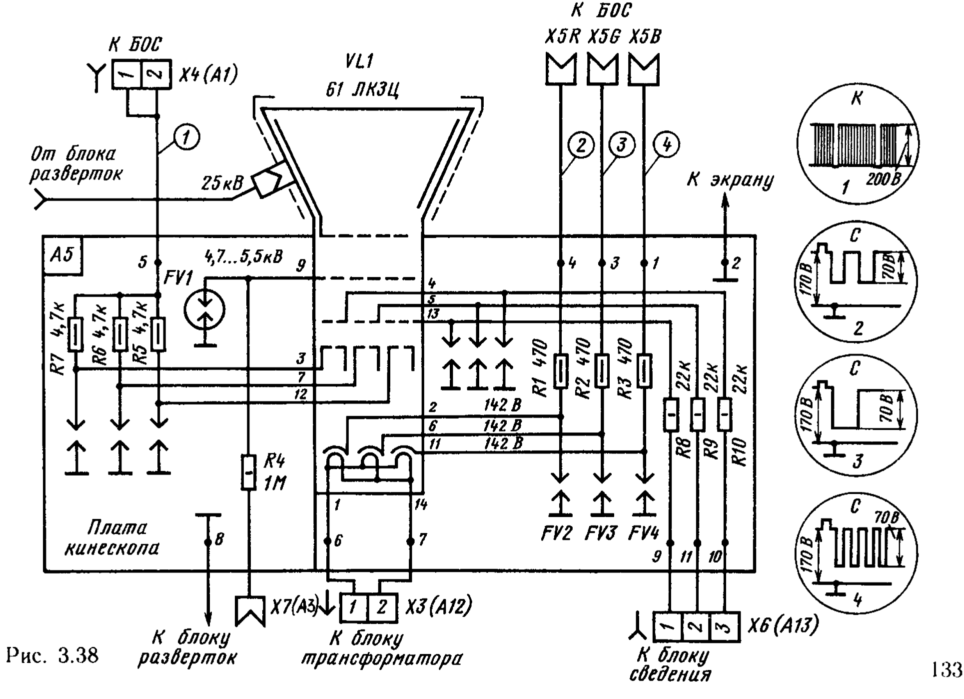


Рис. 3.38

мех, амплитуда которых превышает амплитуду синхроимпульсов.

Более глубокую и эффективную АРУ удается осуществить, подав на пиковый детектор сигнал, усиленный видеоусилителем. Для того чтобы АРУ реагировала на изменения амплитуды несущей частоты, сигнал с выхода видеодетектора должен поступать на сетку видеоусилителя без переходных емкостей.

Цепь АРУ, в которой регулирующее напряжение образуется за счет детектирования видеосигнала, не содержащего постоянной составляющей, пропорциональной амплитуде несущей частоты, будет вносить искажения в передачу уровня черного Так, например, при передаче темного изображения полный размах видеосигнала и регулирующее напряжение, вырабатываемое в такой цепи, уменьшаются. При этом усиление УРЧ и УПЧ увеличивается и видеосигнал от темного изображения оказывается неестественно большим, что приводит к нарушению правильного соотношения яркостных градаций в принятом изображении.

Помехоустойчивая ключевая АРУ. Такая АРУ содержит стробируемый пиковый детектор или усилитель, открываемый импульсами обратного хода строк лишь в моменты передачи синхронизирующих импульсов. Напряжение, полученное на выходе пикового детектора или усилителя, используется для АРУ, через RC фильтр подается в цепь базы транзисторов УРЧ и УПЧ и изменяет усиление этих каскадов. Постоянную времени RC фильтра в этом случае можно сделать небольшой с тем, чтобы АРУ успевало реагировать на быстрые изменения принимаемого сигнала, возникающие, например, из-за отражения УКВ от пролетающих самолетов.

Автоматическое регулирование усиления осуществляют, используя принцип изменения крутизны характеристики транзистора. Напряжение смещения с выхода цепи АРУ подается на базы транзисторов в каскадах УРЧ и УПЧ и изменяет положение рабочей точки на их характеристиках. Крутизна характеристики понижается при уменьшении тока коллектора и при увеличении его до насыщения. Поэтому используются цепи АРУ, работающие как на закрывание, так и на открывание транзисторов в усилительных каскадах.

Ключевая частично задержанная АРУ в микросхеме К174УР2Б. Для осуществления ключевой частично задержанной АРУ на вывод 7 микросхемы DA1 (рис. 3.12) подаются импульсы обратного хода строчной развертки. Выработанное в DA1 напряжение АРУ регулирует усиление каскадов УПЧИ непосредственно, а каскадов УРЧ в блоке СК-В-1 с задержкой по напряжению. В такой цепи при приеме слабых сигналов понижается усиление лишь у каскадов УПЧ, а усиление каскадов УРЧ остается максимальным, что улучшает отношение сигнал-шум. Управляющее напряжение на блок СК-В-1 снимается с вывода 5 микросхемы DA1. Конденсатор С35 и резистор R19 определяют постоянную времени АРУ. Задержка АРУ для каскадов УРЧ блока СК-В-1 устанавливается с помощью подстроечного резистора R17.

Автоматическое регулирование яркости и поддержание уровня черного

Для правильного воспроизведения изображения необходимо, чтобы вершины гасящих импульсов видеосигнала располагались в начале анодно-сеточной характеристики кинескопа, а синхронизирующие импульсы заходили в область отсечки анодного тока. Во время передачи темных участков изображения ток луча должен быть минимальным. Диаграмма, поясняющая работу автоматической регулировки яркости (АРЯ), представлена на рис. 3.39. Задача АРЯ сводится к поддержанию уровня черного в воспроизводимом изображении вне зависимости от изменения размаха видеосигнала при регулировке контрастности и от изменения содержания передаваемого изображения, когда размах видеосигнала изменяется при передаче различных от освещенности кадров. Несовпадение уровня черного в видеосигнале с точкой отсечки тока луча кинескопа приводит к неправильному воспроизведению градаций яркости и к потере пропорциональности ступеней серого в принятом изображении.

Для решения задачи правильного воспроизведения градаций применяют либо цепи АРЯ, либо цепи привязки уровня черного. На модуляторы трехпушечного цветного кинескопа подаются цветоразностные сигналы E'_{R-Y}, E'_{G-Y} и E'_{B-Y} (или сигналы основных цветов E'_R, E'_G, E'_B) и различные начальные напряжения, необходимые для достижения баланса белого. Поэтому оперативное регулирование яркости изображения в цветных телевизорах производят изменением постоянного напряжения E, добавленного к видеосигналам E'_Y (или E'_R, E'_G и E'_B), подаваемым на катоды или модуляторы трехпушечного кинескопа. В многокаскадных видеоусилителях осуществить передачу постоянной состав-

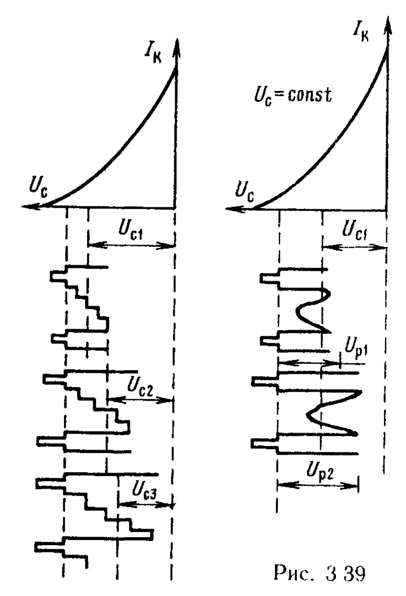


Рис. 3 39

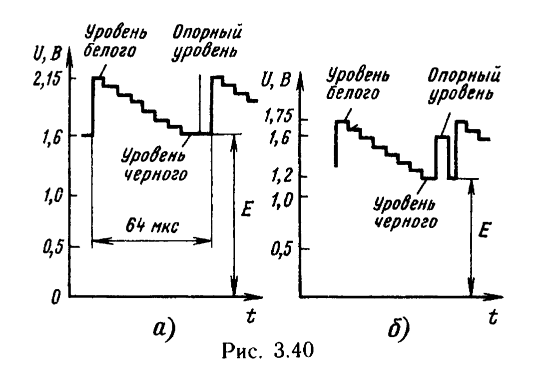


Рис. 3.40

ляющей трудно. Из-за этого привязку к уровню черного и добавление постоянного напряжения к сигналу E'_Y приходится осуществлять в последних каскадах видеоусилителей.

Существует также способ, в котором привязка осуществляется к новому искусственно введенному в сигнал E'_Y стабильному опорному уровню черного (рис. 3.40). В этом случае яркость изображения регулируют изменением относительно этого уровня положения сигнала E'_Y, варьируя добавленное к этому сигналу постоянное напряжение E. Такой способ применяется в канале формирования и усиления видеосигналов телевизоров УПИМЦТ-61-II (см. рис. 3.21).

Автоматическая подстройка частоты гетеродина

При уходе частоты гетеродина из-за прогрева деталей и изменения питающих напряжений, а также при неточной его настройке вручную изменяется положение несущих частот изображения и звука на частотной характеристике УПЧИ. Если частота гетеродина повышается, то несущая частота изображения располагается на склоне характеристики по уровню ниже 0,5, а несущая звука передвигается из полосы режекции в полосу пропускания УПЧИ. При этом линии на изображении становятся выпуклыми, пластичными; изображение воспроизводится без полутонов и с помехами от звука.

Чтобы обеспечить точную настройку гетеродина и получить изображение лучшего качества в черно-белых и цветных телевизорах, применяют автоматическую подстройку частоты гетеродина (АПЧГ).

Модуль АПЧГ на микросхемах К2УС247 телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.41) содержит УПЧ с двумя микросхемами DA1, DA2 и частотный дискриминатор на элементах L1 — L3, C8, C13, VD1 и VD2. Нагрузкой микросхемы DA1 служит дроссель L4, зашунтированный резистором R7, откуда сигнал через конденсатор C3 поступает на вход микросхемы DA2. К выходу микросхемы DA2 подключена первичная обмотка контура частотного дискриминатора. С целью уменьшения емкости, вносимой микросхемой DA2 в этот контур, применено неполное включение первичной обмотки катушек L1, L2 через резистор R9, уменьшающий вероятность самовозбуждения каскада. Вывод 8 микросхемы DA1 используется для блокировки напряжения АПЧГ; блокировка необходима для исключения ложных захватов при переключении каналов.

В частотном дискриминаторе применена емкостная связь через конденсаторы C8 и C13, температурный коэффициент которых подобран для компенсации температурного дрейфа остальных элементов контура. Выработанное напряжение АПЧГ через фильтры R6C11 и R4C9 подается на блок СК-В-1. Применение УПЧ на микросхемах DA1 и DA2 позволяет получить на выходе частотного дискриминатора достаточно большое напряжение и не использовать усилитель постоянного напряжения, нестабильность которого ухудшает работу цепи АПЧГ.

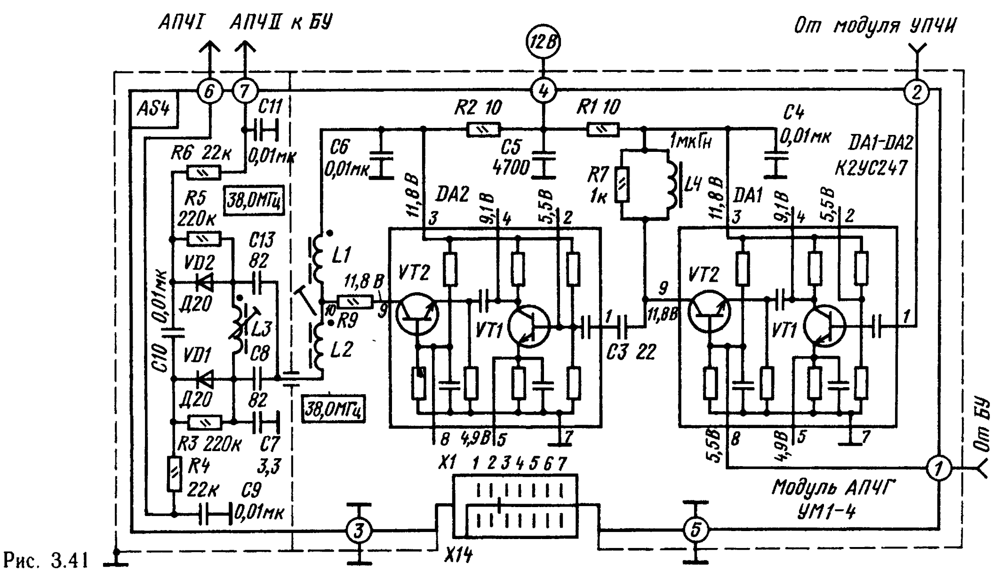


Рис. 3.41

Автоматическое гашение луча кинескопа после выключения и во время обратного хода

После выключения телевизора на втором аноде кинескопа остается высокое напряжение, которым заряжена емкость между этим анодом и внешним графитовым покрытием колбы кинескопа, и накаленный катод продолжает испускать электроны. Генераторы развертки в это время уже не работают, и остановившийся луч высвечивает на экране кинескопа яркое пятно и может даже прожечь люминофор, на котором из-за этого появится темная точка или полоска. Чтобы предотвратить прожог люминофора, применяют цепи, осуществляющие автоматическое гашение луча после выключения телевизора и при возникновении неисправностей в генераторах развертки.

Во время обратного хода разверток луч кинескопа должен быть погашен с тем, чтобы на изображение не накладывалась мешающая засветка, образованная непогашенным лучом. В полном телевизионном сигнале содержатся бланкирующие импульсы, которые осуществляют гашение луча кинескопа. Однако время обратного хода разверток может превышать длительность бланкирующих импульсов. Кроме того, на задней площадке этих импульсов передаются сигналы цветовой синхронизации цветного телевидения. Из-за этих двух причин бланкирующие импульсы могут не погасить луч во время обратного хода разверток. Поэтому в телевизорах приходится применять специальные цепи, в которых формируются импульсы кадровой и строчной частоты для надежного гашения луча во время обратного хода разверток.

Формирователь импульсов гашения обратного хода луча кинескопа цветных телевизоров УПИЦТ-61-II (рис 3.42) состоит из транзистора VT2, на базу которого поступают положительные кадровые (через резистор R24) и строчные (через цепь R25, C18) импульсы от соответствующих генераторов разверток. Импульсы открывают транзистор и вводят его в насыщение. На коллекторе транзистора образуются отрицательные импульсы гашения амплитудой около 200 В, поступающие через цепь C15R46 на модуляторы кинескопа Устройство фиксации VD2R47R50R36R40 стабилизирует средний уровень выходного напряжения и делает его независимым от разброса амплитуды импульсов на базе транзистора VT2. Во время прямого хода развертки, когда передается сигнал изображения, открытый диод VD2 подключает конденсатор C19, соединяющий модуляторы кинескопа с шасси, что обеспечивает нормальную модуляцию кинескопа видеосигналами, подаваемыми на катоды. Диод VD3, резистор R46 и воздушный разрядник FV1 защищают транзистор от бросков напряжения при пробоях в кинескопе.

Автоматическое размагничивание цветного кинескопа

Магнитные поля различных предметов, находящихся рядом с цветным телевизором, а также магнитное поле Земли могут явиться причиной ухудшения чистоты исходных цветов трехлучевого кинескопа. Для защиты от этих полей на колбу кинескопа надевают экран из магнитомягкой стали, ослабляющий воздействие полей не менее чем в 2 раза. Размагничивание экрана и кинескопа можно производить вручную, плавно приближая и удаляя внешнюю многовитковую катушку (петлю) размагничивания, создающую переменное магнитное поле. Такое размагничивание надо повторять каждый раз после изменения положения телевизора, а также после его включения, когда возникают скачкообразные изменения магнитных полей трансформаторов и дросселей.

Существуют устройства, осуществляющие автоматическое размагничивание кинескопа при каждом его включении. В этих устройствах магнитный экран, надетый на колбу кинескопа, является магнитопроводом для размещенной на нем катушки размагничивания. По катушке пропускается затухающий переменный ток, создающий плавно спадающее электромагнитное поле, которое уничтожает намагниченность экрана и кинескопа. Начальный импульс тока через катушку размагничивания в таких устройствах должен быть не менее 7...8 А, что соответствует 700...850 ампер-виткам в момент включения. Из-

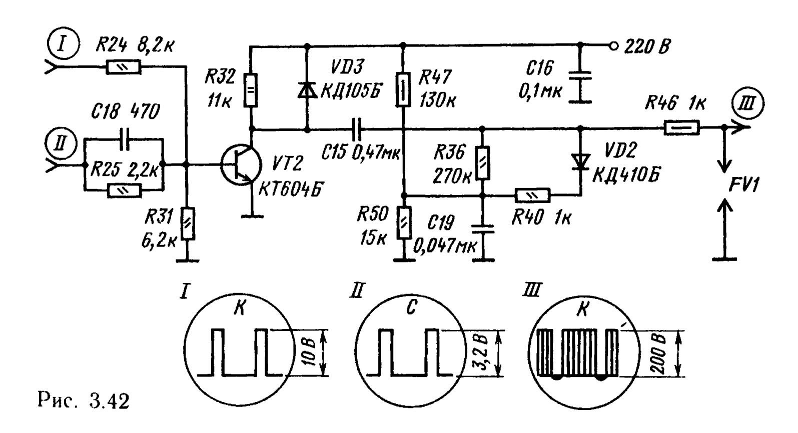


Рис. 3.42

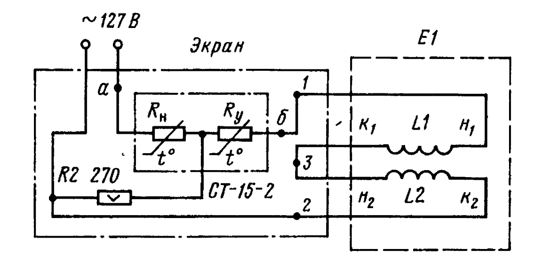


Рис. 3.43

бавиться от остаточной намагниченности экрана и кинескопа удается лишь тогда, когда уменьшение амплитуды переменного тока за период не превышает 50 %.

Минимальный остаточный ток должен быть таким, чтобы устройство размагничивания не вызывало на экране телевизора переменный цветной фон.

В устройстве автоматического размагничивания кинескопа цветных телевизоров УПИМЦТ-61-II (рис. 3.43) используется специальный терморезистор СТ-15-2 с положительным температурным коэффициентом. Этот терморезистор состоит из двух соединенных последовательно терморезисторов $R_н$ и $R_у$. Суммарное их сопротивление при температуре 25 °С составляет 15...35 Ом. При этом через полуобмотки L1 и L2 катушки размагничивания протекает начальный ток 3,3...5,5 А. Этот ток нагревает и увеличивает сопротивление терморезисторов $R_н$ и $R_у$. В итоге ток через катушку размагничивания через 2 мин после включения телевизора уменьшается до 5 мА. После этого ток через терморезистор определяется суммой сопротивлений $R_н+R_2$. Терморезистор $R_у$ поддерживается в нагретом состоянии за счет тепла, выделяемого резистором $R_н$. Сопротивление резистора $R_у$ остается достаточно большим, что и обеспечивает малый остаточный ток через катушку размагничивания и отсутствие цветного фона на растре.

3.10. Устройство сведения лучей

Однородность каждого из трех цветных растров на экране кинескопа зависит от точности изготовления кинескопа и качества отклоняющей системы. Подбирая длину, форму и взаимное расположение, удается получить один общий центр отклонения у строчных и кадровых отклоняющих катушек и совместить его с плоскостью, проходящей через выходы электронных прожекторов. Неточности при изготовлении кинескопа и отклоняющей системы, а также магнитные поля Земли и поля от деталей телевизора могут явиться причинами частичного попадания лучей не на «свои» точки люминофора. Для коррекции конструктивных неточностей применяют магниты чистоты цвета МС-38 (В на рис. 3.44) с продольным по отношению к осям прожекторов полем. Вредное влияние внешних магнитных полей устраняют экранировкой колбы кинескопа и размагничиванием его деталей с помощью постоянных магнитов или петли размагничивания, размещенных на колбе.

Три луча должны оставаться сведенными в одну точку не только в центре экрана, но и по всей поверхности экрана в процессе отклонения. Из-за неодинакового расстояния от центра и краев экрана до центра отклоняющей системы, смещения осей прожекторов относительно этого центра и неоптимальной формы, диаметра, длины и распределения витков отклоняющих катушек границы трех одноцветных растров оказываются несовмещенными.

Статическое сведение лучей в центре экрана и их динамическое сведение по всей поверхности экрана в процессе отклонения осуществляется действием на каждый луч постоянного и переменного магнитных полей (рис. 3.44). Для этого внутри горловины кинескопа по бокам каждого прожектора расположены полюсные наконечники, изготовленные из пластин магнитомягкого металла, напротив которых на горловине устанавли-

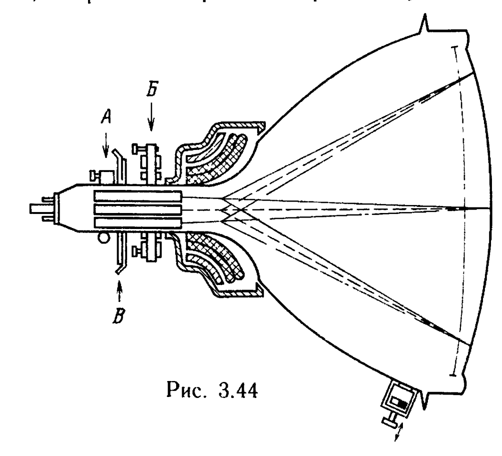


Рис. 3.44

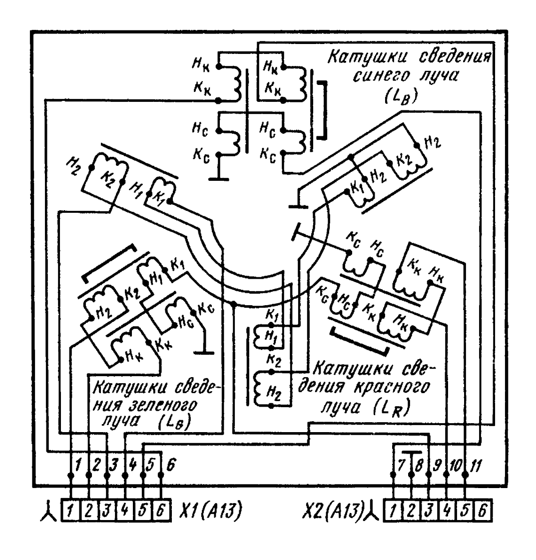


Рис. 3.45

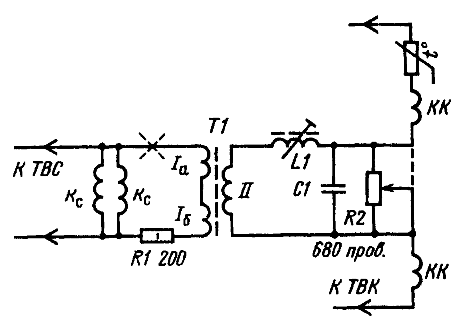


Рис. 3.46

ваются внешние полюсные наконечники электромагнитов регулятора сведения РС-90-3. Схема регулятора сведения представлена на рис. 3.45. Постоянное магнитное поле для статического сведения лучей создают с помощью вращающихся постоянных магнитов, размещенных в средней части сердечников Б, или пропуская постоянный ток через катушки электромагнитов. Для динамического сведения лучей через эти катушки пропускают переменные токи, изменяющиеся по закону параболы. Поле электромагнитов перемещает синий луч вертикально; для его горизонтального перемещения служит постоянный магнит А.

Отклоняющая система, сконструированная исходя из условий лучшего сведения лучей, дает повышенное значение подушкообразных искажений растра. Поэтому блок развертки цветного телевизора на кинескопе с углом отклонения луча 90 или 110° содержит дополнительную цепь коррекции подушкообразных искажений.

Цепь коррекции подушкообразных искажений растра на экране кинескопов 61ЛК3Ц осуществляет модуляцию пилообразных отклоняющих токов параболическими корректирующими токами в трансформаторе Т1 (рис. 3.46). Для коррекции кривизны верхней и нижней кромок растра по обмоткам $I_а$ и $I_б$, расположенным на крайних кернах Ш-образного ферритового сердечника Т1 (рис. 3.47), пропускают ток отклонения строчной частоты. Образованные магнитные потоки в центральном керне направлены навстречу друг другу. По обмотке II, расположенной на центральном керне и включенной в цепь кадровых катушек ОС, протекает кадровый отклоняющий ток. Когда этот ток проходит через нулевое значение, потоки в центральном керне компенсируются.

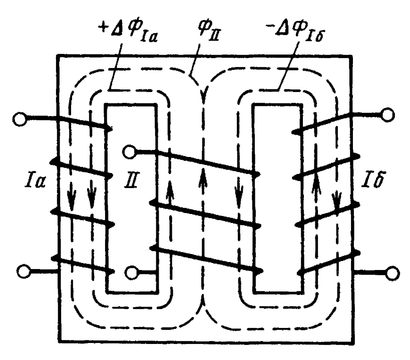


Рис. 3.47

В зависимости от знака магнитного поля, создаваемого катушкой II, из-за нелинейности кривой намагничивания в центральном керне сердечника преобладает магнитный поток, создаваемый одной из катушек $I_а$ или $I_б$. В результате изменения магнитного потока по обмотке II коррекция кривизны боковых кромок растра осуществляется модуляцией строчного отклоняющего тока благодаря шунтирующему действию обмоток $I_а$ и $I_б$, подключенных параллельно строчным катушкам ОС. Индуктивность этих обмоток изменяется из-за изменения магнитной проницаемости сердечника под влиянием тока кадровой частоты, текущего по обмотке II.

Кадровая и строчная частоты значительно отличаются друг от друга, и поэтому характер сопротивления катушек электромагнитов регулятора сведения РС-90-3 различен. На относительно низкой частоте кадровой развертки эти катушки обладают активным сопротивлением и для создания токов параболической формы к ним нужно приложить напряженне такой же формы. В блоке сведения БС-11 (рис. 3.48) параболическое напряжение создается путем интегрирования пилообразного напряжения, а также с помощью нелинейных сопротивлений.

Токам строчной частоты катушки электромагнитов сведения оказывают индуктивное сопротивление, и для создания токов параболической формы к ним необходимо приложить пилообразное напряжение. Такое напряжение формируется интегрированием импульсов обратного хода строчной развертки с помощью RL цепей и применением нелинейных элементов и резонансных цепей.

В блоке БС-11 устройство кадрового сведения красных и зеленых горизонтальных линий выполнено на диодах VD1 и VD11. Диод VD1 пропускает отрицательную полуволну части пилообразного кадрового напряжения для регулировки сведения в нижней части растра, а диод VD11 — положительную полуволну для регулировки сведения в верхней части растра. Параболическое напряжение формируется интегрированием пнлообразного напряжения и за счет нелинейности диодов и стабилитронов VD1, VD2, C1 и VD11, VD12, C11. Регулировка сведения снизу экрана обеспечивается цепью VD2, C1, R2—R4, R6, R7, R11, VD3, VD4; а регулировка сверху цепью VD12, C11, R23, R21, R17—R19, C7, VD7, VD8. Переменными резисторами R7 и R4 регулируют сведение вертикальных красных и зеленых линий в центре экрана снизу, а резисторами R18 и R19 — сведение этих линий соответственно в нижней и верхней частях экрана.

В устройство строчного сведения красных и зеленых вертикальных линий в правой и левой стороне экрана входят элементы L3, R8, R9, R12, R13, C2, C6 и VD6. Регулировка сведения этих линий осуществляется изменением индуктивности катушки L3 и переменным резистором R9. Строчное сведение красных и зеленых линий вдоль центральной горизонтали осуществляется изме-

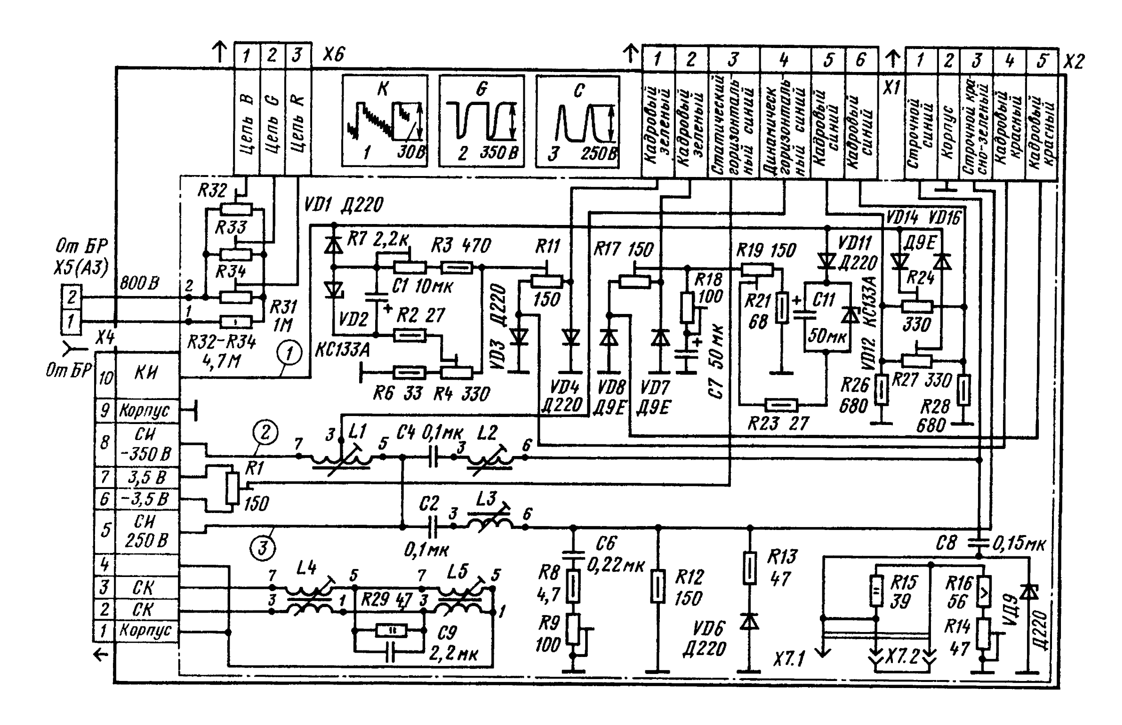


Рис. 3.48

нением индуктивности катушек L4 и L5. Цепь C9, R29, L5 устраняет V-образное расслоение этих линий.

Кадровое сведение синих и желтых горизонтальных линий в верхней и нижней частях экрана осуществляется с помощью элементов VD16, VD14, R24, R26—R28. Переменным резистором R27 регулируют сведение этих линий в нижней части экрана, а резистором R24 — в верхней его части. Строчное сведение синих и желтых линий вдоль центральной горизонтали на краях экрана производится с помощью элементов L2, C4, C8, R14—R16, VD9. Сведение на краях экрана регулируется элементами L2 и R14, строчное сведение синих и желтых вертикалей с боков экрана — изменением индуктивности катушки L1.

Регулировка бокового сведения синего луча со сведенными красным и зеленым лучами осуществляется переменным резистором R1.

Изменяя напряжения, поступающие с выходов видеоусилителей на модуляторы кинескопа, регулируют начальные токи лучей и устанавливают статический баланс белого для выбранной яркости свечения экрана. Чтобы при регулировке яркости в широких пределах установленное соотношение сохранялось, необходимы различные приращения токов лучей при одинаковом изменении напряжения на катодах Для этого крутизну характеристик прожекторов делают различной Изменением напряжения на ускоряющих электродах с помощью переменных резисторов R32—R34 варьируется крутизна характеристик прожекторов и устанавливается динамический баланс белого в широком диапазоне яркости свечения экрана.

3.11. БЛОКИ ПИТАНИЯ

Наличие в телевизорах нескольких функциональных узлов, выполненных по различным схемам и требующих для своего питания отдельных источников напряжения, определяет ряд особенностей в построении блоков питания. Стремление избавиться от заметного на глаз «дышания» изображения при приеме трансляции программ телецентров, питаемых от других энергетических систем, а также при приеме программ цветного телевидения привело к созданию устройств, обеспечивающих при малых размерах радиоэлементов лучшую фильтрацию и стабильность выпрямленного напряжения.

Особенности блоков питания цветных телевизоров. Для питания оконечных каскадов видеоусилителей и узла строчной развертки необходим источник постоянного напряжения, выходное напряжение которого 220...260 В. Допустимые пульсации на выходе выпрямителей, обеспечивающих такое напряжение, должны быть меньше, чем в черно-белых телевизорах. Объясняется это тем, что повышенный уровень пульсаций может привести к ухудшению сведения лучей, появлению помех в канале цветности и нарушению правильной работы цветовой синхронизации (опознавания и выключения канала цветности). По этим причинам в фильтрах выпрямителей сетевых блоков питания цветных телевизоров применяют дроссели с большей индуктивностью обмоток и конденсаторы большей емкости, чем в черно-белых телевизорах.

Стабильность источников питания в цвет-

ных телевизорах должна быть выше, чем в черно-белых. Низкая стабильность приводит к нарушениям баланса белого, сведения лучей и ухудшению цветовоспроизведения. Необходимость стабилизации источников нескольких напряжений приводит к усложнению блока питания из-за наличия в нем нескольких стабилизаторов выпрямленных напряжений. Поэтому в цветных телевизорах находят применение преобразователи напряжения, представляющие собой генераторы стабильных переменных или импульсных напряжений, которые питают несколько выпрямителей одновременно. При достаточно высокой частоте колебаний таких генераторов размеры трансформатора, к которому подключены выпрямители, и сглаживающих фильтров оказываются небольшими, что очень важно для переносных и цветных телевизоров.

Однако мощные генераторы преобразователя и генератора строчной развертки могут создавать трудноустранимые взаимные помехи и для них нужно два отдельных стабилизатора. Для того чтобы преодолеть эти трудности, в современных цветных телевизорах в качестве стабилизированного преобразователя напряжений иногда используют генератор строчной развертки. Мощность генератора строчной развертки при этом увеличивается, но зато в таком блоке питания нужны только один стабилизатор и один выходной трансформатор.

Стабилизированные источники постоянных напряжений 25, 4...6 кВ, 800, 220 и 3,5 В в телевизорах УПИМЦТ-61-II (рис. 3.49). Они представляют собой выпрямители, питаемые импульсными напряжениями от выходного трансформатора строчной развертки на тиристорах (см. рис. 3.29). Напряжение 25 кВ для питания анода кинескопа снимается с умножителя напряжения УН 8,5/25-1,2 А, подключенного к обмотке 1—14 выходного трансформатора Т1. Для питания фокусирующего электрода к первой секции умножителя подключен переменный варистор R23, позволяющий изменять напряжение фокусировки в пределах 4...6 кВ и дополнительно стабилизирующий это напряжение. Пульсации напряжения с первой секции умножителя, пропорциональные току лучей кинескопа, выпрямляются диодом VD14, и полученное напряжение используется в канале яркости для ограничения тока лучей.

Выпрямитель напряжения 800 В на диоде VD7 используется для питания ускоряющих электродов кинескопа. Благодаря подключению конденсатора C17 к выводу 3 диод VD7 выпрямляет импульсные напряжения, возникающие на обмотках 10—14 и 2—3. Для уменьшения рабочего напряжения конденсатор фильтра C22 подключен к источнику напряжения 260 В.

Выпрямитель 220 В на диоде VD9 соединен с выводом 8 трансформатора через дроссель L12, уменьшающий пусковой ток при незаряженном конденсаторе C23. Резисторы R13 и R17 также уменьшают пусковые токи выпрямителей на диодах VD8 и VD12. Однополупериодные выпрямители на диодах VD11 и VD13 вырабатывают напряжения ±3,5 В для питания цепей центровки по горизонтали и электромагнитов бокового смещения синего луча.

Ступенчатая центровка по горизонтали производится с помощью соединителя X19 перестановкой его в положения 1—5 (рис. 3.49). Дрос-

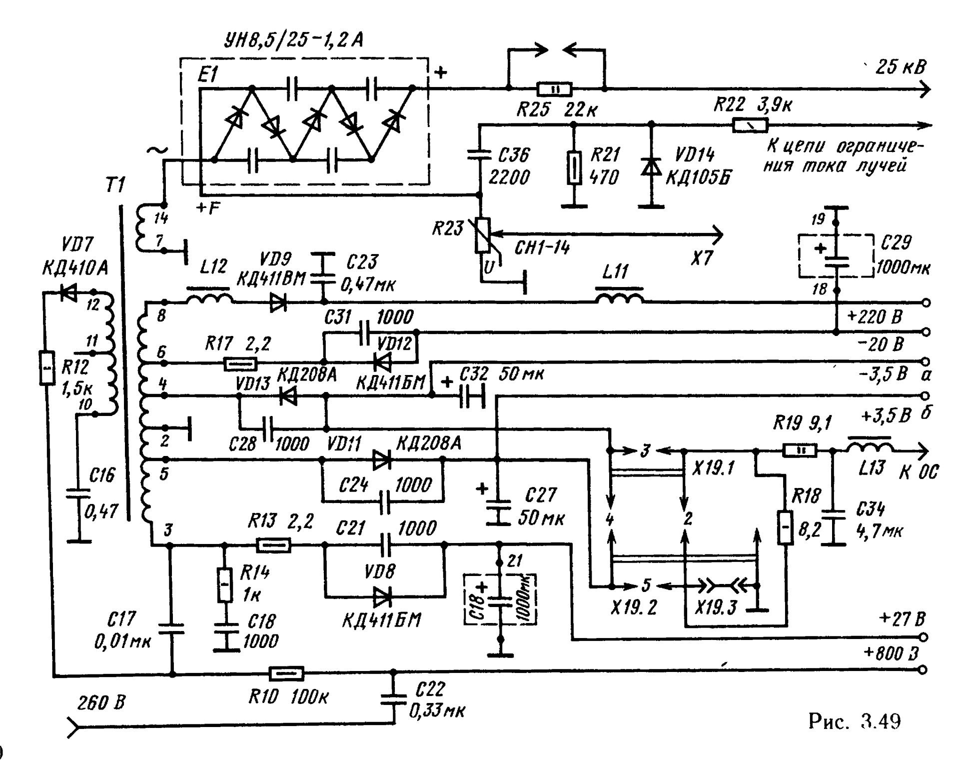


Рис. 3.49

сель L13 предотвращает шунтирование строчных катушек цепью центровки. Конденсатор C34 уменьшает рассеивание мощности строчной частоты на резисторах R18 и R19.

Частота пульсаций на выходах всех выпрямителей равна частоте строчной развертки 15 625 Гц. Однако на выходе выпрямителей на диодах VD8 и VD12, питающих кадровую развертку, установлены конденсаторы C18 и C29 большой емкости. При меньшей емкости конденсаторов на внутреннем сопротивлении источника, питающего эти выпрямители, за счет тока кадровой частоты возникало бы падение напряжения. Это привело бы к модуляции строчной развертки током кадровой частоты.

Модуль блокировки МБ-1 (рис. 3.50). Модуль предназначен для отключения напряжения 250 В при коротком замыкании в нагрузке в течение 2...5 с. Он содержит ждущий мультивибратор на транзисторах VT2, VT6, накопитель на элементах VT3, C2, R5, R6, ключевой каскад на транзисторе VT5, коммутирующий тиристор VT4 и стабилизатор на элементах R1, VD1 и VT1.

Напряжение 250 В поступает в нагрузку через тиристор VT4, если он находится во включенном состоянии. Тиристором управляет ключевой каскад (VT5), связанный с мультивибратором (VT2, VT6) и времязадающей цепью R3, C1. Отключение нагрузки источника напряжения 250 В происходит при переходе транзистора VT6 в насыщение из-за открывания диода VD2. Этот диод подсоединен через резистор R13 к резистору R11, включенному последовательно с нагрузкой, но до фильтра выпрямителя.

При нормальном токе нагрузки пульсирующего напряжения, создаваемого на этом резисторе, недостаточно для открывания диода VD2. Из-за короткого замыкания ток нагрузки возрастает с 500 мА до 2,5 А и более; пульсации выпрямленного напряжения возрастают и открывают диод VD2 и транзистор VT6. Мультивибратор срабатывает, переводит транзистор VT5 в режим насыщения, цепь управляющий электрод — катод тиристора VT4 замыкается накоротко и цепь питания 250 В разрывается. Как только напряжение на конденсаторе C1 достигнет значения открывания транзистора VT2, мультивибратор возвратится в стабильное состояние, и транзистор VT6 закрывается. Если короткое замыкание в цепи 250 В не устранено, то последует ряд срабатываний мультивибратора и включений и отключений тиристора VT4 в течение 7...8 с, после чего накопитель отключит цепь 250 В окончательно. Импульсы тока в эмиттерной цепи транзистора VT6 подзаряжают конденсатор C2. Когда напряжение, образовавшееся на этом конденсаторе, откроет транзистор VT3, он разрядит конденсатор C1, откроет транзисторы VT6 и VT5 и тиристор VT4 закроется. Такое состояние цепи блокировки может сохраняться бесконечно долго, так как напряжение на конденсаторе C2 достигнет значения, определяемого постоянным падением напряжения на резисторе R8 в цепи остановленного мультивибратора.

Для отключения цепи блокировки надо выключить и вновь включить телевизор. Но если перегрузка не устранена, блокировка вновь сработает. Переменным резистором R6 регулируется время срабатывания блокировки до полного отключения.

Блок трансформатора (рис. 3.51). Он содержит сетевой трансформатор типа ТС-250-2, создающий напряжения для выпрямителей блока питания БП-15, для размагничивания бандажа кинескопа и питания цепи его накала. Конденсаторы C1 и C2 предотвращают попадание

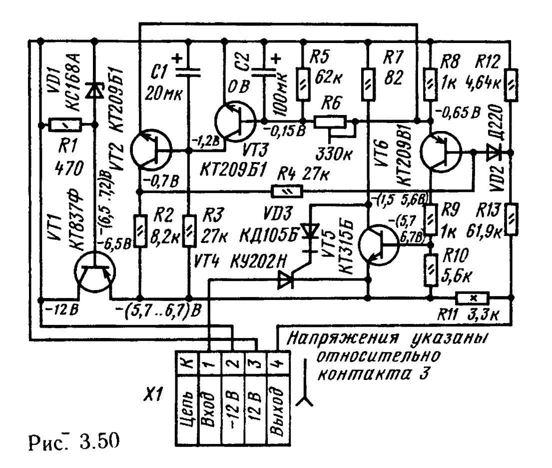


Рис. 3.50

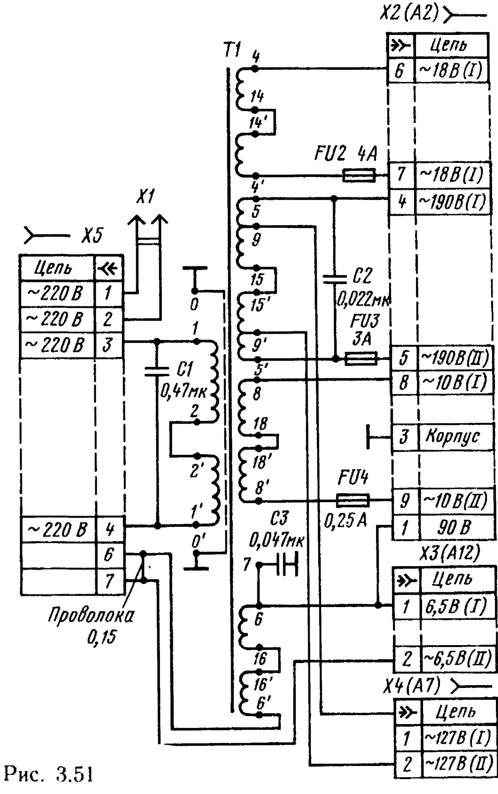


Рис. 3.51

в сеть помех от строчной развертки телевизора. Конденсатор C3 защищает обмотку 6—6′ и радиоэлементы блока питания от кратковременных междуэлектродных пробоев в кинескопе. Проволочная перемычка между контактами 6 и 7 соединителя X5 служит защитой от коротких замыканий в цепи накала.

Блок питания БП-15 (рис. 3.52). Блок содержит стабилизаторы напряжения 12 В на транзисторах VT1—VT3 и напряжения 15 В на транзисторах VT4—VT6 по каскадной схеме. Источник напряжения 250 В состоит из выпрямителя на диодах VD10—VD13 и RC фильтра, образованного конденсаторами C8—C10 и резистором R20. Резисторы R23 и R19 служат для разрядки конденсаторов C8—C10 при снятии нагрузки. Делителем R21, R22 задается напряжение на обмотках трансформатора, питающих накал кинескопа.

Между отрицательным полюсом источника 250 В и корпусом включен модуль блокировки МБ-1 (контакты 4 и 1). Выпрямитель напряжения 12 В для питания модуля МБ-1 выполнен на диоде VD7 и конденсаторе C5.

Для защиты телевизора от возгорания при перегрузках один из выводов резистора R20 подключается к блоку питания с помощью пружины, припаянной к выводу резистора легкоплавким припоем. При увеличении тока в цепи 250 В из-за неисправности блока разверток и

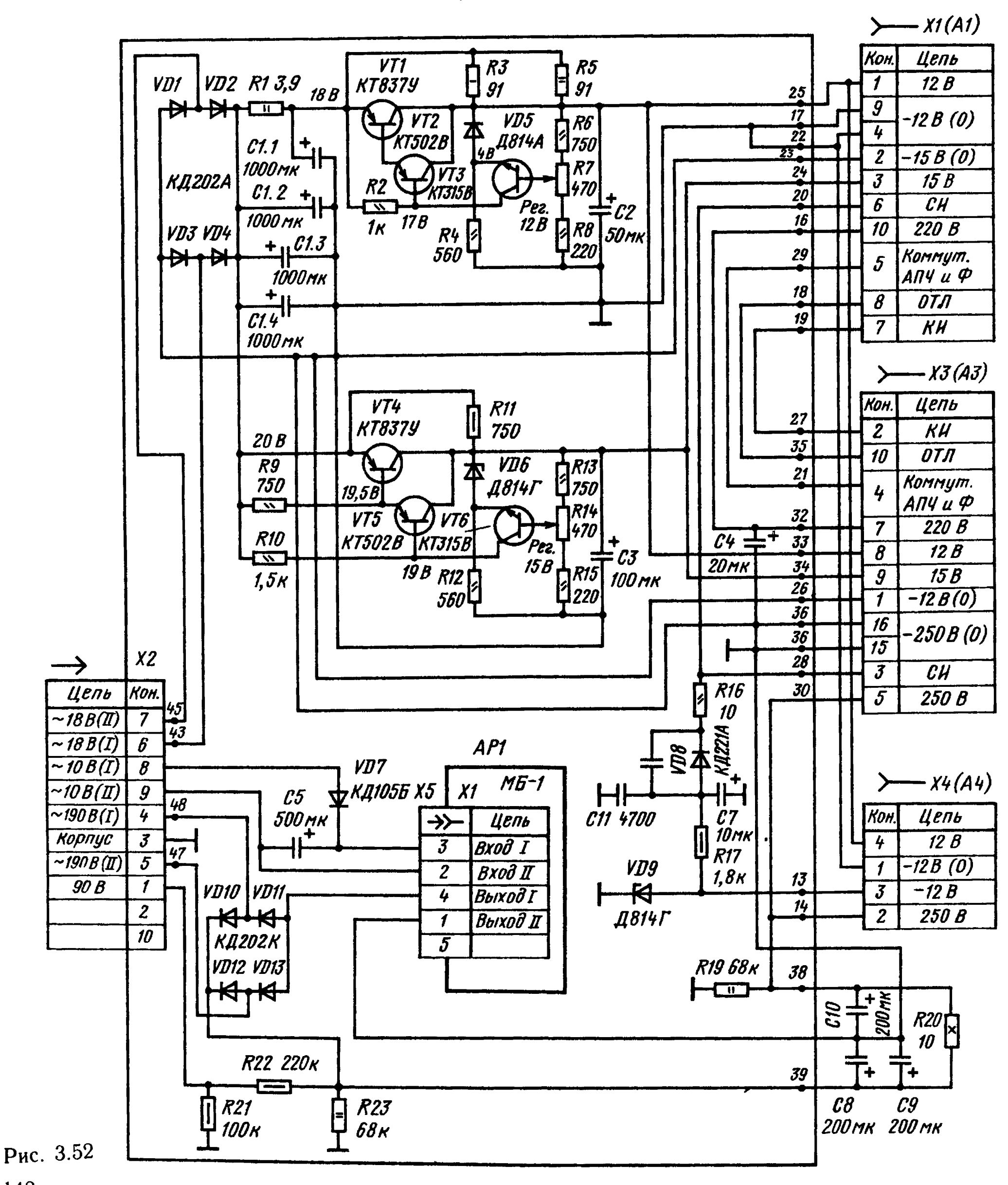


Рис. 3.52

при выходе из строя модуля блокировки МБ-1 резистор R20 нагревается, припой плавится и под действием сил упругости пружина отходит от вывода резистора, разрывая цепь нагрузки источника 250 В.

3.12. ЦВЕТНОЙ ТЕЛЕВИЗОР ИЗ УНИФИЦИРОВАННЫХ БЛОКОВ И МОДУЛЕЙ

Конструируя цветной телевизор, радиолюбителям надо использовать блоки и модули от унифицированных телевизоров УПИМЦТ-61-II. Структурная схема цветного телевизора из унифицированных блоков и модулей представлена на рис. 3.53, а его конструкция на рис. 3.54 Телевизор состоит из следующих основных частей: блока управления БУ (А4), блока обработки сигналов БОС-3 (А1), блока разверток БР-11 (А3), блока трансформатора БТ-11 (А12); блока питания БП-11 (А2), блока сведения БС-11 (А13), отклоняющей системы (А6); платы кинескопа (А8), экрана кинескопа А7 и регулятора сведения А14 (10 на рис. 3.54).

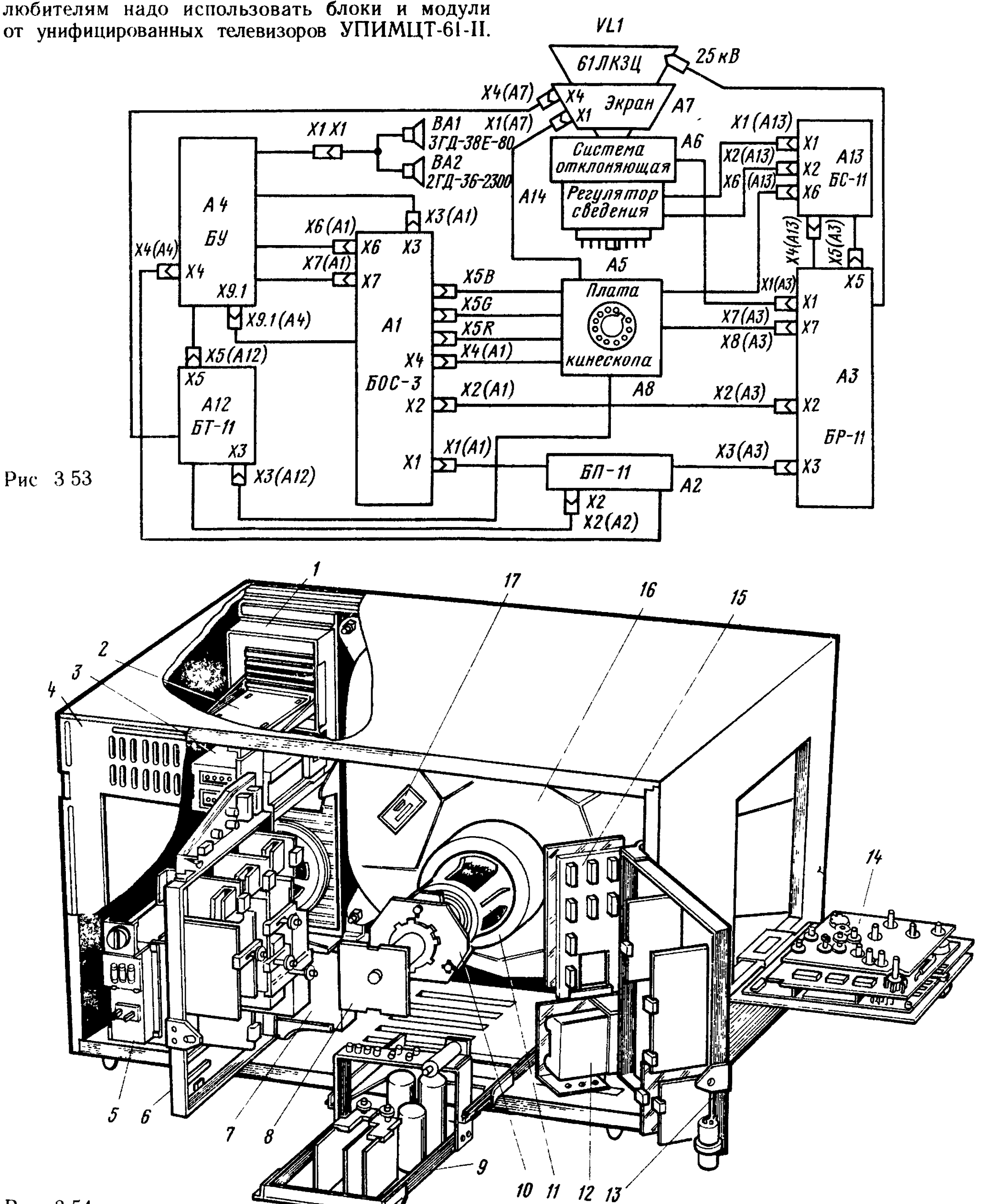
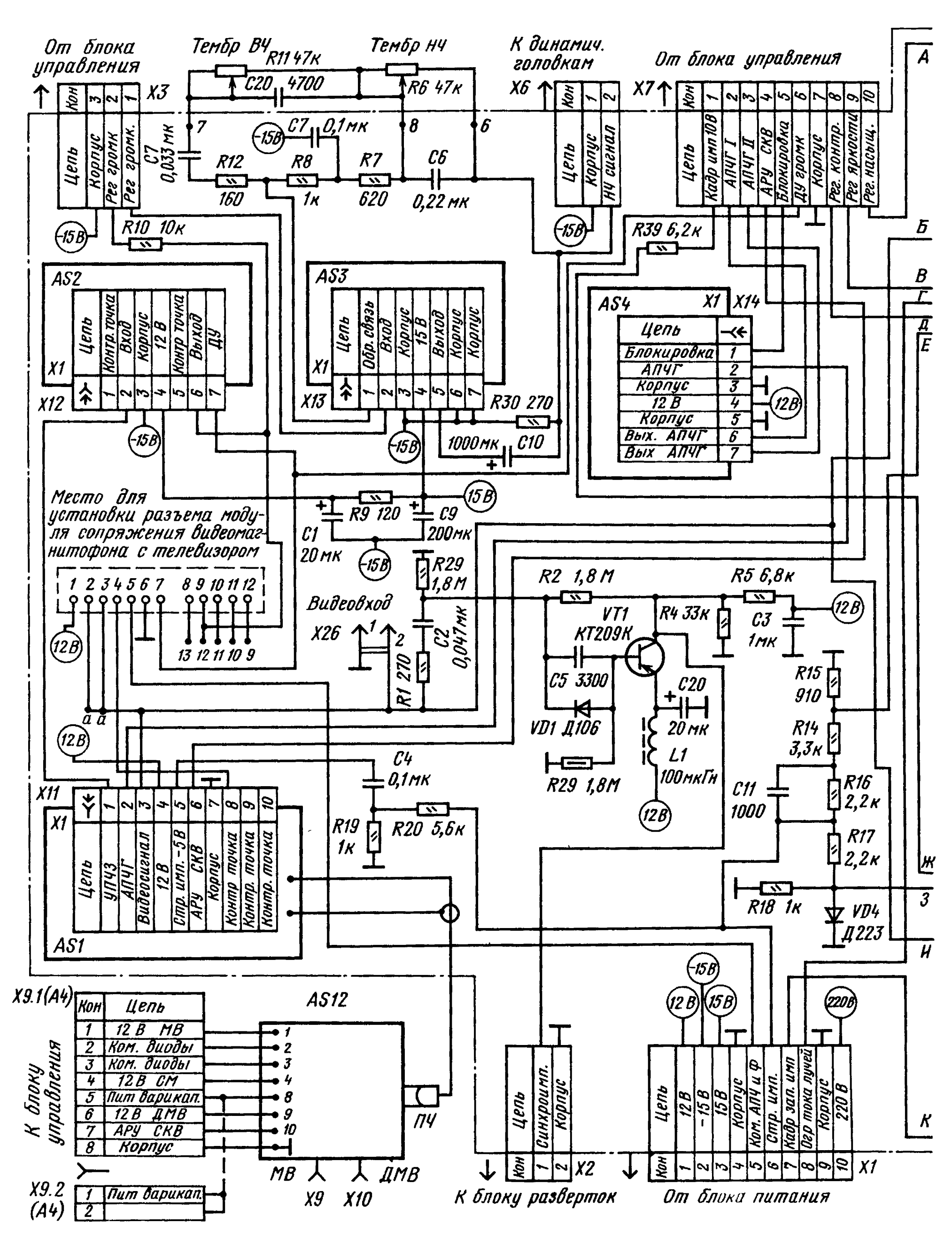


Рис 3 53

Рис 3 54

С антенного входа сигнал поступает через соединители X9 (X10) на входы МВ (ДМВ) селектора СК-В-1 (7 на рис. 3.54), который находится в блоке обработки сигнала БОС-3 (6 на рис. 3.54). В БОС-3 (рис. 3.55) также входят 11 модулей, образующих радиоканал, декодирующее устройство, канал яркости, а также селектор синхроимпульсов и каскад формирования импульсов гашения. Радиоканал образован модулями УПЧИ (AS1), АПЧГ (AS4), УПЧЗ (AS2) и УНЧ (AS3); декодирующее устройство состоит из модулей: обработки сигналов цветности и опознавания (AS5), задержанного сигнала (AS7) и детекторов сигналов цветности (AS6). Канал яркости состоит из модуля яркостного канала и матрицы (AS8) и трех модулей выходных видеоусилителей (AS9—AS11).

Сигналы основных цветов с БОС-3 поступают на плату кинескопа через соединители X5R, X5G и X5B, а сигналы ЗЧ через соединитель



Х6 БУ — на звуковые головки. Импульсы гашения подаются на плату кинескопа через соединитель Х4. Через соединители Х9.1 (А4) и Х9.2 (А4) на селектор СК-В-1 с блока управления поступают напряжения для питания и напряжения на переключающие диоды и варикапы. Через соединитель Х1 и Х2 (А1) на БОС-3 с блоков питания и разверток поступают питающие и импульсные напряжения.

Управление контрастностью, яркостью, цветовой насыщенностью и громкостью осуществляется регуляторами, установленными в блоке управления (рис. 3.56) через соединители Х7 и Х3. Через соединитель Х7 передается также напряжение АПЧГ на БУ и импульсы отключения АПЧГ от СВП-4-1. Соединитель Х5 (А12) связывает выключатель в БУ (А4) с первичной обмоткой трансформатора в БП (А2). Напряжение для питания СВП-4-1 на БУ (А4) поступает через соединитель Х4.

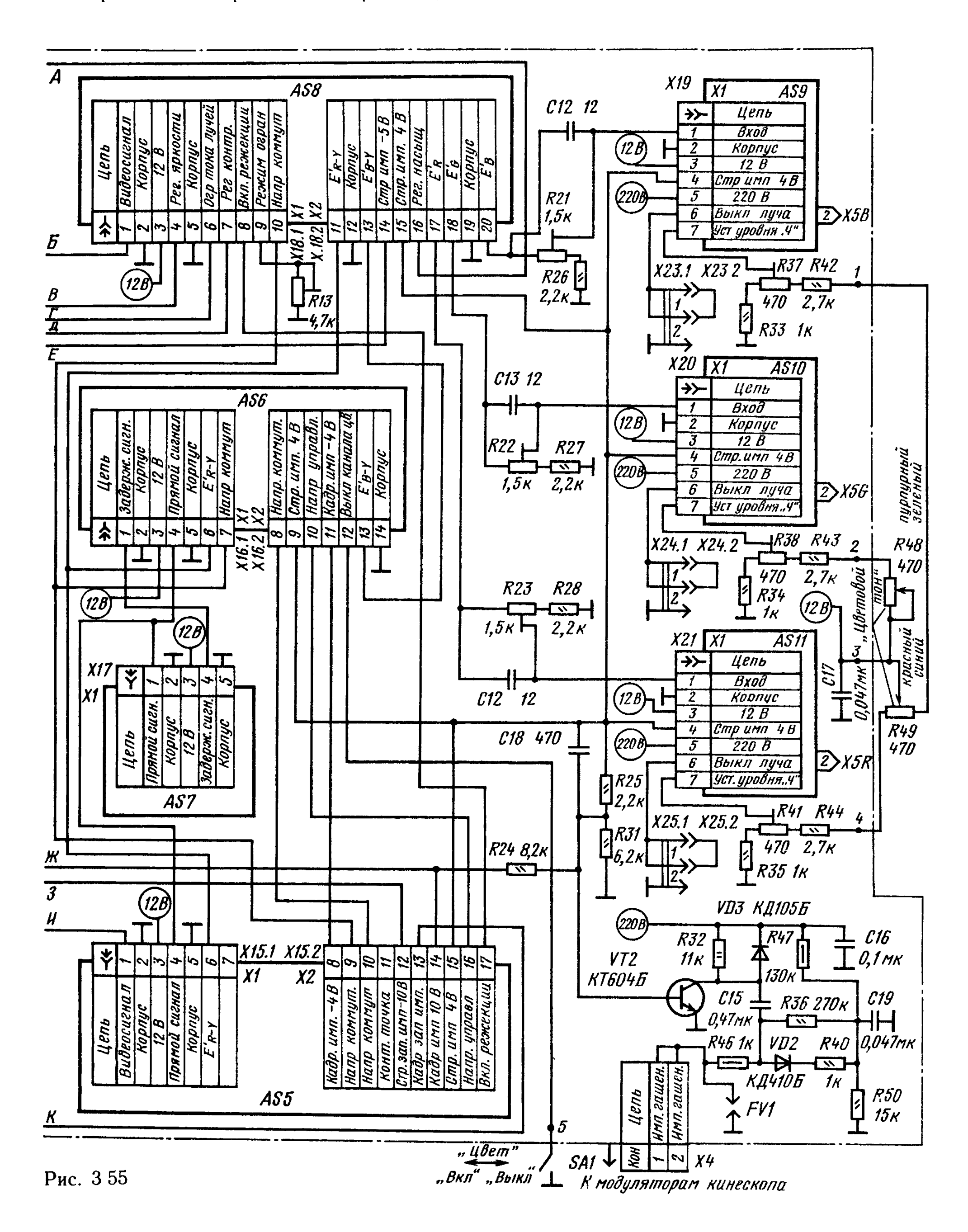


Рис. 3.55

Подключение вместо селектора СК-В-1 селекторов СК-М-24 и СК-Д-24 к плате согласования с сенсорным устройством СВП-4-3 показано на рис. 3.57. Переменные напряжения от блока трансформаторов подаются через соединители Х2 (А2) на блок питания через Х3 — на накал кинескопа, через Х4 (А7) — на устройство размагничивания. Через соединители Х2 (А1) — Х2 (А3) на БР с БОС передаются кадровые и строчные синхронизирующие импульсы.

Строчные и кадровые отклоняющие токи, формируемые в блоке разверток БР-11 (рис. 3.58), поступают через соединитель Х1 (А3) на отклоняющую систему (см. рис. 3.53), а через Х4 (А13) — на блок сведения БС-11. Через соединитель Х5 из БР на БС-11 подается напряжение 820 В. Из БС-11 с переменных резисторов, предназначенных для раздельной регулировки напряжения на каждом из ускоряющих электродов кинескопа, через соединитель Х6 (А13) напряжения поступают на плату кинескопа А5.

Из БР с умножителя напряжения УН 8,5/25-1,2А по высоковольтному проводу подается напряжение на анод кинескопа, а через соединитель Х7 с регулятора фокусировки — напряжение на контакт 9 панели кинескопа. Блок разверток связан с блоком питания соединителем Х3 (А3), а БОС с блоком питания — через соединитель Х1 (А1).

Через соединитель Х4 на БС-11 поступают импульсы строчной и кадровой частоты. Регулятор сведения связан с БС-11 соединителями Х1 (А13) и Х2 (А13) — рис 3.48.

3.13. НАСТРОЙКА ТРАКТОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

Меры безопасности при настройке

Настраивать и регулировать отдельные блоки и телевизор в целом следует лишь после проверки работы блока питания. Для этого нужно убедиться в том, что блок питания обеспечивает подачу требуемых напряжений при полной нагрузке, т. е. при включении питания на все блоки. Напряжения можно измерять миллиамперметром любого типа.

При измерении напряжений, настройке и регулировке блоков, нельзя забывать, что, когда телевизор включен в электросеть, в нем имеется высокое напряжение, опасное для человека. Поэтому при всех работах следует строго соблюдать меры безопасности. Основными из этих мер являются следующие:

1 Настройку телевизора надо производить одной рукой; вторая рука не должна касаться шасси телевизора или других его деталей, а также приборов и проводящих предметов, расположенных рядом с шасси.

2. Нельзя прикасаться (даже одной рукой) к выводам анода кинескопа и деталей оконечного каскада строчной развертки, к выводам трансформаторов ТВК и ТВС, а также к цепям и проводникам блоков, соединенных с ними.

3. Следует избегать прикосновения к цепям, соединенным с источником анодного напряжения, а также к радиодеталям выпрямителя.

4. Нельзя подключать измерительные приборы, а также проводить монтаж (подпайку, перепайку) деталей во включенном телевизоре. Нужно выключить телевизор, затем подключить приборы либо произвести монтаж или демонтаж той или иной детали и лишь после этого снова включить телевизор. Этой мерой обеспечивается не только безопасность работы, но и сохранность таких деталей, как транзисторы и микросхемы. Их могут вывести из строя случайные импульсы напряжения, возникающие при подключении приборов, и небольшие токи утечки через изоляцию в электрическом паяльнике.

Тракты изображения и звука можно настраивать с помощью генератора сигналов и электронного вольтметра или миллиампервольтомметра, а также с помощью генератора качающейся частоты (ГКЧ) типа Х1-7 и ему подобных. Генератор используют на промышленных предприятиях, он обеспечивает наглядность и быстроту настройки при налаженном поточном производстве. Однако низкая точность настройки режекторных контуров, а также сложность освоения и недоступность ГКЧ заставляют радиолюбителей отдать предпочтение генератору сигналов и электронному вольтметру.

Электронный вольтметр нужен для снятия частотной характеристики видеоусилителя, и если он имеется в распоряжении радиолюбителя, то можно обойтись без миллиампервольтомметра. Если имеется лишь миллиампервольтомметр, то можно выполнить настройку всего тракта изображения, за исключением видеоусилителя.

Прежде чем приступить к настройке блоков телевизора с помощью измерительной аппаратуры, необходимо хорошо изучить прилагаемые к ней инструкции по эксплуатации.

Для настройки тракта изображения с синхронным видеодетектором в условиях производства применяют комплект аппаратуры, состоящий из трех генераторов, осциллографа и частотомера. Такой комплект позволяет ускорить настройку и повысить производительность труда. Если не преследовать эти цели, то в радиолюбительских условиях можно ограничиться применением одного генератора сигналов и любого осциллографа. Такие же два прибора можно использовать и для настройки тракта звукового сопровождения с ЧМ детектором произведения.

Настройка модуля УПЧИ на микросхемах с синхронным видеодетектором

Настройку модуля УПЧИ с синхронным видеодетектором (см. рис. 3.12) можно выполнить вне телевизора, соединив контакты 4 и 7 разъема Х1 модуля соответственно с положительным и отрицательным полюсом автономного источника напряжения 12 В.

Насыщенность R23 2,2к
Яркость R25 10к
Контрастность R27 4,7к
Громкость R32 22к

R22 1,8к, R24 8,2к, R26 5,1к, R28 12к, C11 4700

Плата согласования

X7(A1)

Конт	Цепь
10	Насыщен.
9	Яркость
8	Контрастн.
7	Корпус
6	ДУ громк.
5	Блокир. АПЧГ
4	
3	Выход АПЧГ
2	Выход АПЧГ
1	КИ 10 В

X8

Конт	1	2
Цепь	Корпус	Громкость

X3(A1)

Цепь	Кон
Громкость	1
Громкость	2
Корпус	3

X9.2

Цепь	Кон.
U вар	1
U вар	2

X14

Цепь	Кон
ДУ яркост.	5
ДУ громкост	4
12 В	3
Корпус	2
ДУ программ	1

X9.1

Цепь	Кон.
Корпус	8
	7
12 В ДМВ	6
	5
12 В СМ	4
Коммут. диоды	3
Коммут диоды	2
12 В МВ	1

X4

Кон	Цепь
1	Корпус
2	250 В
3	-12 В
4	12 В

SB1 РПЧ-АПЧ; SA1 „Сеть“; X5(A12)

VD1 Д223, R1 82к, R2 3,3к, C9 0,47мк, VD4 Д223, R4 3,3к, X1N, VD3 Д814, R5 3,3М, R8 3,3М, VT2 КТ315Г, R13 8,2к, R6 33к, VT3 КП103Ж, R35 1,5к, X2N, R3 4,3к, R7 27к, VD2 КС531В, R15 22к, X4N

X10(Ш-П2)

Кон	1	2	3	4	5
Цепь	-12 В	12 В	Блокир. АПЧГ	Корпус	U варикапов

Ш-П2; AU1; СВП-4-1

X12(Ш-СК-В)

Кон.	6	5	4	3	2	1
Цепь	200 В	12 В ДМВ	U вар	Коммут. диоды	Коммут. диоды	-12 В МВ

Ш-СК-В

Рис. 3.56

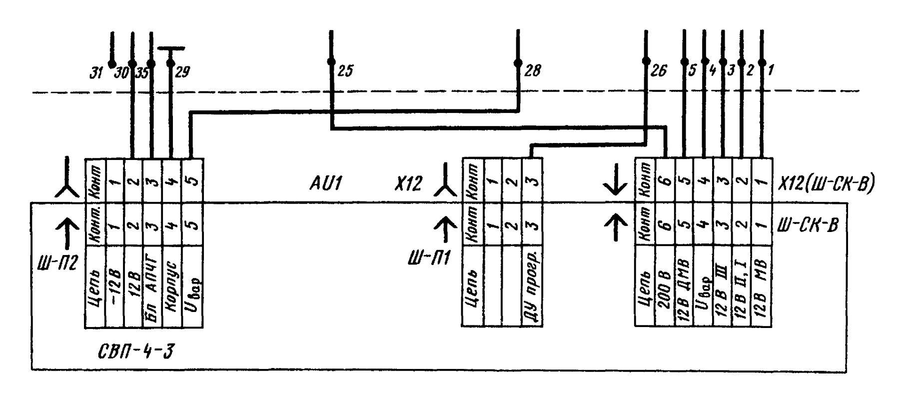


Рис. 3.57

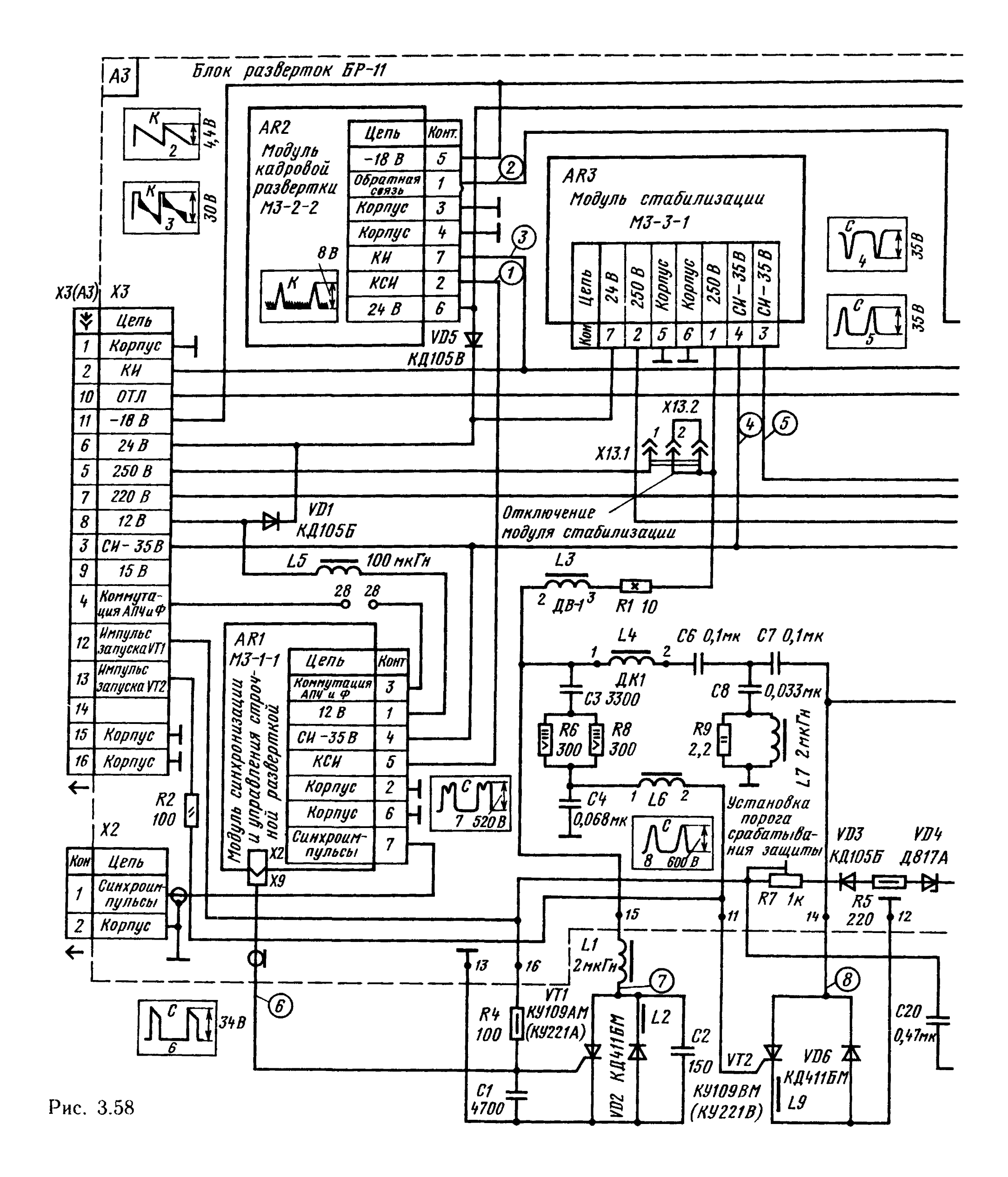


Рис. 3.58

Входной кабель ПЧ модуля соединяют с выходом генератора Г4-18А, Г3-8 (ГМВ, СГ-1), а к гнезду 3 разъема X1 подключают вертикальный вход любого осциллографа, корпус которого соединяют с гнездом 7 разъема X1. Усиление по горизонтали у осциллографа уменьшают до нуля или выключают горизонтальную развертку. Уровень сигнала на выходе модуля контролируют по отклонению луча осциллографа по вертикали, установив вертикальное усиление таким, чтобы это отклонение не выходило за пределы экрана. Настройку ведут, установив уровень внутренней модуляции генератора 85—90 % при выходном напряжении 400 мкВ. На частоте 30 МГц вращением сердечника настраивают контур с катушкой L6 по минимуму отклонения луча осциллографа. Затем, добиваясь максимального отклонения луча осциллографа, настраивают контур с катушкой L8 на частоте 30,5 МГц и с катушкой L4 на частоте 31,5 МГц. Добиваясь минимального отклонения луча осциллографа, нужно настраивать контуры с катушками L5 (39,5 МГц), (40,5 МГц) и L7 (40 МГц). Далее, добиваясь максимального отклонения луча осциллографа, надо настраивать контур с катушками L3 (36,5 МГц), L9 (35 МГц) и L2 (33,5 МГц)

Для настройки контура синхронного детектора частоту горизонтальной развертки осциллографа

подбирают так, чтобы на его экране была видна синусоидальная кривая НЧ сигнала, модулирующего генератор. На частоте 38 МГц, вращая сердечник катушки L11, добиваются симметричной формы наблюдаемого НЧ сигнала (рис. 3.59), что будет соответствовать максимальной линейности характеристики синхронного детектора. После настройки всех контуров, изменяя частоту генератора через 0,5 МГц и поддерживая его выходное напряжение на уровне 400 мкВ, снимают АЧХ УПЧИ в диапазоне 29...42 МГц, откладывая на графике по оси X высоту линии вертикального отклонения луча осциллографа. Снятая характеристика должна укладываться в допуски, изображенные на рис. 3.13 Если характеристика выходит за пределы допусков, то после

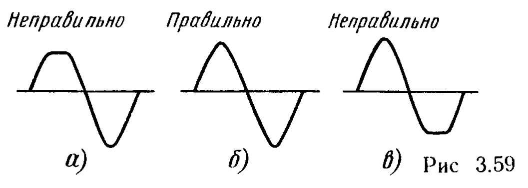


Рис 3.59

настройки контура синхронного детектора необходимо снова повторить настройку контуров УПЧИ на частотах, где наблюдается отклонение от допусков.

Настройка модуля УПЧЗ на микросхемах с детектором произведения

Настройку модуля УПЧЗ на микросхемах с детектором произведения (см. рис. 3.15) можно выполнить вне телевизора, подключив к контактам 3 и 4 разъема X1 модуля соответственно отрицательный и положительный полюсы автономного источника питания. Выход генератора Г4-1А или Г4-18А через резистор сопротивлением 270 Ом соединяют с гнездом 2, а корпус генератора — с гнездом 3 этого же разъема К гнездам 2 и 3 подключают конденсатор емкостью 47 пФ, а выходное гнездо генератора шунтируют резистором сопротивлением 75 Ом. К гнезду 5 разъема X1 подключают вертикальный вход любого осциллографа, корпус которого также соединяют с гнездом 3 разъема X1.

Установив внутреннюю модуляцию глубиной 85...90 % на частоте 6,5 МГц, подбирают уровень выходного напряжения генератора таким, чтобы сигнал не ограничивался в каскадах УПЧЗ. Для этого сначала, установив максимальное усиление у осциллографа по входу X и выключив развертку по горизонтали, увеличивают выходное напряжение генератора и наблюдают за ростом отклонения луча осциллографа по вертикали. Заметив уровень, при котором рост вертикального отклонения прекращается, уменьшают вдвое амплитуду сигнала генератора и начинают настройку.

Чтобы настроить контуры полосового фильтра на входе модуля, сначала расстраивают опорный контур детектора произведения, вращая сердечник катушки L5 и добиваясь максимального отклонения луча осциллографа по вертикали. Затем, вращая сердечники катушек L1—L4, также добиваются максимального отклонения луча осциллографа по вертикали. Если во время настройки контуров с катушками L1—L4 сигнал в УПЧЗ начинает ограничиваться, то надо уменьшить амплитуду сигнала генератора и вновь настроить контуры модуля.

При настройке опорного контура детектора произведения вращают сердечник катушки L5, добиваясь минимального отклонения луча осциллографа по вертикали. При повороте сердечника катушки L5 в обе стороны от положения точной настройки амплитуда отклонения луча осциллографа должна увеличиваться. Окончательно опорный контур детектора произведения подстраивают во время приема телепередачи. Небольшими поворотами сердечника катушки L5 добиваются наилучшего качества звукового сопровождения без искажений и фона кадровой частоты.

3.14. РЕГУЛИРОВКА БЛОКОВ СИНХРОНИЗАЦИИ И РАЗВЕРТКИ

Проверка селекторов синхронизирующих импульсов

Приступая к регулировке блоков синхронизации и развертки, необходимо убедиться, что блок питания обеспечивает получение необходимых напряжений при полной его нагрузке. При проведении регулировки следует строго соблюдать правила техники безопасности.

Регулировка блоков синхронизации и развертки значительно облегчается, если для этой цели использовать осциллографы. Низкочастотный осциллограф дает возможность контролировать работу селектора синхронизирующих импульсов и генераторов развертки, а высокочастотный осциллограф позволяет детально наблюдать форму отдельных синхронизирующих импульсов и импульсов напряжения развертки.

Селекторы проверяют после настройки блоков УПЧИ и УПЧЗ во время приема телепередачи, которую контролируют по наличию звукового сопровождения.

Проверка с помощью осциллографа ведется в следующей последовательности. Подключив вертикальный вход осциллографа ко входу селектора (резистор R1 на рис. 3.26) и подобрав необходимую частоту развертки осциллографа, убеждаемся в наличии полного видеосигнала Затем осциллографом контролируют на выходе селектора (коллектор транзистора VT1 на рис. 3 26) форму, синхроимпульсов, отделенных от видеосигнала.

Проверка без осциллографа сводится к прослушиванию сигналов на входе и выходе селектора после подачи их на вход УНЧ (в гнездо 2 разъема X3 на рис. 3.15) через конденсатор емкостью 1 мкФ

Если селектор исправен, то сигналы прослушиваются как фон кадровой частоты.

Проверка задающих генераторов строчной и кадровой развертки

Работу задающих генераторов развертки можно проверять до настройки УПЧИ и УПЧЗ. Однако окончательную регулировку, связанную с подгонкой частоты, можно выполнить лишь во время приема телепередачи.

Проверка с помощью осциллографа сводится к просмотру и контролю формы импульсных напряжений, вырабатываемых задающими генераторами. При подключении вертикального входа осциллографа к контактам 1 и 7 модуля кадровой развертки (см. рис 3.55) можно увидеть указанные импульсы напряжения

Проверка с помощью миллиампервольтомметра или тестера производится через пробник, представляющий собой пиковый детектор, которым можно обнаружить импульсные напряжения на контактах 1, 7 модуля. Миллиампервольтомметр

включается на измерение постоянного напряжения 30. .50 В. По показаниям миллиампервольтомметра можно судить о наличии импульсных напряжений в контролируемых точках генератора.

Подгонку частоты необходимо проводить при значительных отклонениях параметров радиодеталей после настройки УПЧИ и после того, как проведена работа оконечных каскадов строчной и кадровой развертки, а на экране кинескопа получен растр, на котором имеются следы изображения.

Если частота задающего генератора строчной развертки отличается от требуемой, то на экране видны косые широкие темные полосы, образованные гасящими импульсами (границами) незасинхронизированного изображения. Если сопротивление резистора R21 (см. рис. 3.34), включенного в цепь регулировки, близко к нулю, а полосы на экране расположены справа вниз налево, то нужно уменьшить сопротивление резисторов R16 или R18 (см. рис. 3.34). Если полосы на экране расположены слева вниз направо, а сопротивление резистора R21 (см. рис. 3.34) максимально, то нужно увеличить сопротивление резистора R16 или R18.

Если частота задающего генератора кадровой развертки отличается от требуемой, кадр изображения не остается неподвижным и движется по экрану. Если сопротивление переменного резистора R8, включенного в цепь базы транзистора VT4, равно нулю, а кадр движется по экрану снизу вверх и остановить его не удается, то нужно уменьшить сопротивление добавочного резистора R9 (см. рис. 3.35). Если сопротивление переменного резистора максимально, а кадр движется по экрану сверху вниз, то нужно увеличить сопротивление добавочного резистора.

Проверка оконечных каскадов строчной и кадровой развертки

Если задающие генераторы работают, а растра на экране кинескопа нет, то необходимо проверить работу оконечного каскада сначала строчной, а затем кадровой развертки.

Проверка оконечного каскада строчной развертки начинается с измерения напряжения питания 260 В (см. рис. 3.29), определяющего режим его работы. При нормальной работе каскада на конденсаторе фильтра выпрямителя напряжения C17 (рис. 3.49) имеется напряжение, питающее ускоряющие электроды кинескопа и указанное на схеме. Если это напряжение имеется, а растра нет, то нужно проверить работу высоковольтного умножителя УН 8,5/25-1,2А. Проверка сводится к замеру напряжения, поступающего от умножителя на анод кинескопа. Замер производится ампервольтомметром, например, типа Ц4314 или Ц4341 с гирляндой добавочных резисторов, расширяющих пределы измерения до 30 кВ. Гирлянду из резисторов типа КэВ на 500 мОм (7×68+22 мОм) заключают в несколько поливиниловых трубок, вставленных друг в друга. Измеряя высокое напряжение, следует строго соблюдать меры безопасности.

Если размер растра по горизонтали при положении 3 ступенчатого регулятора X17 мал, то нужно увеличить емкость конденсаторов C13 (см. рис. 3.29). При этом длительность обратного хода возрастет, высокое напряжение на аноде кинескопа уменьшится, это приведет к увеличению размера растра. Если же размер растра велик, то нужно уменьшить емкость конденсатора C13 и переставить регулятор X17 в положение 1. Из-за возникающего при этом увеличения высокого напряжения повысится яркость изображения, улучшатся его фокусировка и четкость.

С помощью пробника с пиковым детектором можно обнаружить пилообразно-импульсное напряжение на управляющем электроде тиристора VT1 (см. рис. 3.29).

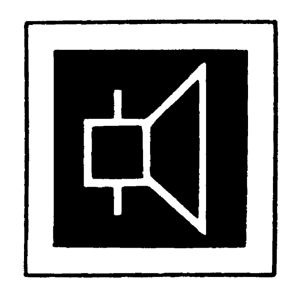
Проверка оконечного каскада кадровой развертки сводится к проверке наличия импульсного напряжения, возникающего на кадровых катушках отклоняющей системы во время обратного хода. Проверку ведут с помощью пробника с пиковым детектором.

При необходимости таким же образом можно обнаружить пилообразное напряжение на базе транзисторов VT9, VT11 (см. рис. 3.35).

Если размер растра по вертикали недостаточен даже при крайнем положении регуляторов этого размера, то необходимо уменьшить сопротивление резистора R12 (рис. 3.35) в зарядной цепи задающего генератора.

Регулировка цепи АПЧиФ строчной развертки

Частоту задающего генератора подгоняют, как и ранее, при отсутствии синхроимпульсов на входе цепи АПЧиФ. Для этого коллектор транзистора VT1 (см. рис. 3.34) надо соединить с шасси. В процессе подгонки надо установить такую частоту задающего генератора, при которой бегущий кадр изображения можно было хотя бы на короткое время остановить, вращая регулятор частоты строк. После этого отсоединяют коллектор транзистора VT1 от шасси и проверяют работу цепи АПЧиФ при приеме передач различных телецентров, передающих изображение с привязкой к питающей сети другого энергетического кольца.



ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКАЯ АППАРАТУРА

РАЗДЕЛ 4

Содержание

4.1. Общие сведения 152
Состав звуковоспроизводящих комплексов (152). Параметры звуковоспроизводящих устройств (153)

4.2. Усилители звуковой частоты 155
Характеристики и параметры усилителей (155). Оконечные и предоконечные каскады (156). Расчет бестрансформаторного оконечного каскада (157). Каскады предварительного усиления (158). Регулирование усиления (160).

4.3. Измерение параметров усилителей звуковой частоты 174

4.4. Электроакустические преобразователи (громкоговорители, головки громкоговорителей, акустические системы) 176
Определения, классификация, основные параметры (176). Головки громкоговорителей (178). Акустическое оформление (181). Громкоговоритель с фазоинвертором (186). Громкоговоритель с пассивным излучателем (189). Изготовление корпусов громкоговорителей (191). Разделительные фильтры (193). Измерение параметров громкоговорителей (194).

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Состав звуковоспроизводящих комплексов

Звуковоспроизводящие комплексы — это конечные звенья любого канала звукопередачи. Они предназначены для усиления, подавления шумов и помех, тембровой обработки и электроакустического преобразования электрических сигналов различных источников звуковых программ — электропроигрывающих устройств (ЭПУ) грамзаписи, магнитофонов, радиовещательных приемников и др. Наиболее совершенную радиоприемную и звуковоспроизводящую аппаратуру (за исключением малогабаритных переносных магнитол) выпускают в виде отдельных блоков. Это позволяет изменять состав комплекса в зависимости от назначения и требований к качеству звучания, а также заменять тот или иной блок.

В минимальный состав звуковоспроизводящего комплекса бытовой РЭА (рис. 4.1) входят источники звуковых программ: ЭПУ механической звукозаписи 1, магнитофон 2 (катушечный или кассетный) и усилитель 3. Усилитель кроме усиления сигнала по мощности до необходимого уровня громкости звучания громкоговорителей 4 и 5 акустической системы (АС) обеспечивает тембровую обработку и коммутацию источников программ, например, при перезаписи на магнитофон звуковой программы с грампластинки. Нередко усилитель содержит и предварительный усилитель корректор (УК) сигнала звукоснимателя ЭПУ.

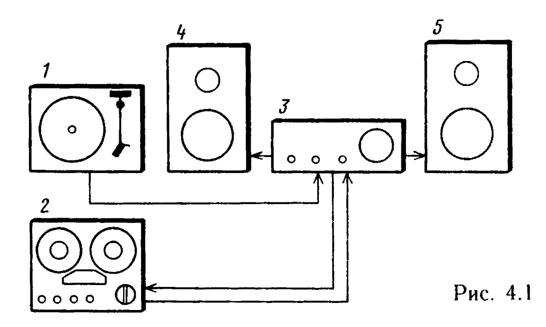


Рис. 4.1

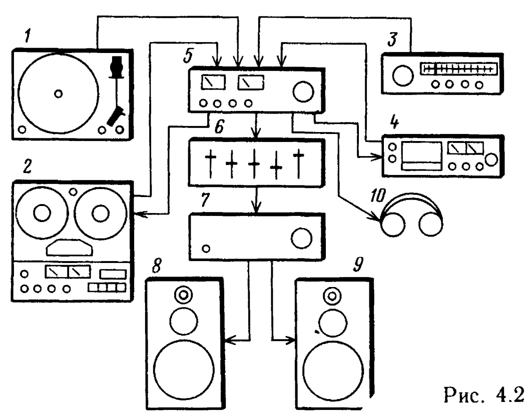


Рис. 4.2

Совершенствование простейшего комплекса и введение в его состав дополнительных блоков повышают его качественный уровень и преобразуют его в полный комплекс бытовой РЭА (рис. 4.2). К источникам программ в полном комплексе относятся ЭПУ 1, катушечный магнитофон 2, тюнер (радиоприемник без УЗЧ) 3, кассетный магнитофон 4. Сигналы от всех источников подводят к входу предварительного усилителя (ПУ) 5, который обеспечивает коммутацию, приведение всех сигналов к одному уровню и их частотную коррекцию регуляторами тембра (РТ) по низшим и высшим звуковым частотам.

Эквалайзер 6 (многополюсный регулятор тембра) предназначен для коррекции искажений АЧХ по звуковому давлению в АС 8 и 9, вызываемых резонансными и дифракционными процессами реальной акустической обстановки Усилитель мощности (УМ) 7 в полном комплексе, как правило, оформлен отдельным блоком и имеет лишь сетевой выключатель и регулятор чувствительности в отличие от так называемого полного усилителя (блок 3 на рис. 4.1), т. е. не разделенного на предварительный усилитель и усилитель мощности. В состав полного комплекса входят также головные телефоны 10, которые подключают к специальному выходу ПУ 5. Это позволяет прослушивать программы без включения УМ, характеризующегося значительным энергопотреблением, не мешая окружающим.

В тракте звуковоспроизведения — от микрофона в студии звукозаписи до АС звуковоспроизводящего комплекса — сигнал претерпевает различные преобразования, каждое из которых в большей или меньшей степени искажает исходный сигнал. Качество звуковоспроизводящей аппаратуры оценивают по тому, насколько близок к оригиналу звуковой сигнал, прошедший по тракту звуковоспроизведения. Особую группу образует аппаратура высокой верности воспроизведения (категории Hi—Fi — «высшая верность»), которая обеспечивает музыкальное воспроизведение без заметных на слух отличий от оригинала.

Параметры звуковоспроизводящих устройств

Качество воспроизведения звука и естественность звучания зависят от искажений и помех в аппаратуре. Не все слушатели реагируют на ее дефекты одинаково: одни отмечают искажения и помехи в передаче или звукозаписи, для других они остаются незамеченными; многие слушатели согласны пользоваться относительно несложной, недорогой аппаратурой, мирясь с тем, что качество воспроизведения отличается от естественного. По этим причинам магнитофоны, электрофоны, как и приемники звукового вещания (см. разд. 2), в зависимости от основных электрических и электроакустических параметров и эксплуатационных удобств делят на группы сложности.

Таблица 4.1 **Электроакустические параметры звуковоспроизводящей аппаратуры**

Параметр	Вид аппаратуры		Норма для устройства группы сложности				
			0	1	2	3	4
Диапазон воспроизводимых частот по звуковому давлению при неравномерности частотной характеристики не более 14 дБ, Гц, не уже	Радиоприемники стационарные	УКВ					
		с высокой АС	31,5 15 000	40 15 000	63 12 500	100 8 000	НВ
		со встроенной АС	—	—	125 12 500	200 8 000	НВ
		КВ, СВ и ДВ					
		с выносной АС	31,5 6 300	50 4 000	80 4 000	125 3 550	НВ
		с выносной АС в положении «Местный прием»	31,5 8 000	50 6 300	80 6 300	–	НВ
		с встроенной АС	—	—	125 . 4 000	200 3 150	НВ
		с встроенной АС в положении «Местный прием»	—	--	125 6 300	—	НВ
	Радиоприемники переносные	УКВ	80. 12 500	125 .10 000	160 1 000	315 6 300	
		КВ, СВ и ДВ	80 4 000	125 4 000	200 3 500	315 3150[1]	НВ
		КВ, СВ и ДВ в положении «Местный прием»	80 5 600	125 .5 600	200 4 000	—	НВ
	Электрофоны		31,5. 20 000	50. 16 000	80 12 500	100 8 000 125 7 100[2]	НВ
	Магниголы бытовые со входа усилителя мощности для встроенных АС		—	—	160 8 000	20 .7 100, 316 6 300	

Параметр	Вид аппаратуры		Норма для устройства группы сложности				
			0	1	2	3	4
Рабочий диапазон частот по электрическому напряжению, Гц, не хуже	Электрофоны со входа УЗЧ		20 . 20 000	31,5 16 000	40 12 500	—	НВ
	Магнитофоны бытовые на линейном выходе 31,5 . 22 000		31,5 22 000	31,5. 18 000	40 14 000	40 12 500 63. 8 000	
	Тюнеры и тюнеры-усилители		20 15 000	31,5 15 000	—	—	НВ
Среднее звуковое давление на расстоянии 1 м, дБ, не менее	Магнитофоны бытовые		—	—	72	70	70
Коэффициент гармоник по напряжению %, не более	Радиоприемники стационарные в диапазоне УКВ	Режим «Стерео» на частоте, Гц					
		315 (250)	1,5 (1)	2 (1,5)	3 (2,5)	3	НВ
		1000	1,5	2	3	3	НВ
		5000 (6300)	3	4	5	6	НВ
		Режим «Моно» на частоте, Гц					
		315 (250)	1,5	2	4	5	НВ
		1000	0,7	1	2	3	НВ
		5000 (6300)	1,5	2	4	5	НВ
	Радиоприемники переносные в диапазоне УКВ	Режим «Стерео» на частоте, Гц					
		315 (250)	4	5	6	—	НВ
		1000	2	2,5	3	—	НВ
		5000 (6300)	4	5	6	—	НВ
	Радиоприемники переносные в диапазоне УКВ	Режим «Моно» на частоте, Гц					
		315 (250)	3	3	4	6	НВ
		1000	1,5	1,5	2	3	НВ
		5000 (6300)	3	3	4	6	НВ
	Радиоприемники в диапазонах КВ, СВ и ДВ на частотах, Гц						
	от 200 до 400		4	5	6	—	НВ
	400		2	4	5	5	НВ
	Магнитофоны бытовые на линейном выходе		1,5	2	3	4	5
	Электрофоны на частотах 63. 12 000 Гц		0,3	0,7	1,5	2,5	НВ
Относительный уровень фона, дБ, не более	Магнитофоны бытовые на линейном выходе —52		—52	—50	—46	—44	—40
	Электрофоны		—56	—50	—46	—40	НВ
	Радиоприемники в диапазоне УКВ·						
	в режиме «Стерео»		54	46	42	40	НВ
	в режиме «Моно»		60	50	44	40	НВ
	Радиоприемники в диапазонах КВ, СВ и ДВ		54	46	40	40	НВ
Относительный уровень помех, дБ, не более	Радиоприемники в диапазоне УКВ		—60	—50	—50	—	НВ
	Магнитофоны бытовые в канале записи — воспроизведения		—60	—58	—54	—50	—46

[1] Для устройств объемов менее 0,001 м³ указывают в ТУ.
[2] Для встроенной АС

В табл. 4.1 указаны установленные Государственным стандартом СССР численные значения общих для радиовещательных приемников (ГОСТ 5651—82), электрофонов (ГОСТ 11157—80) и бытовых магнитофонов (ГОСТ 24863—81) параметры, при которых может быть достигнуто качество звуковоспроизведения, соответствующее различным группам сложности. (Буквы НВ означают, что промышленная аппаратура по данной группе сложности не выпускается).

Номинальный рабочий диапазон звуковых частот — один из основных показателей, по которому аппаратуру относят к той или иной группе сложности. Чем выше группа, тем шире должен быть диапазон. Ширину рабочего диапазона определяет частотная характеристика звуковоспроизводящего устройства по звуковому давлению, создаваемому громкоговорителями. Неравномерность частотной характеристики — отношение максимального напряжения электрического сигнала на его выходе к минимальному при неизменном входном сигнале в номинальном рабочем диапазоне частот

Требуемые акустические частотные характеристики радиоприемников и электрофонов должны быть обеспечены при условии, что неравномерность частотной характеристики УЗЧ не превышает 2...6 дБ.

4.2. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Характеристики и параметры усилителей

Усилители ЗЧ определяются следующими характеристиками и параметрами.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) показывает способность одинаково усиливать составляющие сигналы, относящиеся к разным частям спектра. Требования к АЧХ задают двумя параметрами — допускаемыми отклонениями АЧХ относительно коэффициента передачи на некоторой характерной частоте (1 кГц) и диапазоном эффективно воспроизводимых частот, в котором отклонение АЧХ от линейной не превышает допустимого

Амплитудно-амплитудная характеристика (часто используется сокращенный термин амплитудная характеристика — АХ) показывает зависимость коэффициента усиления от входного напряжения. У современных УЗЧ нелинейность АХ не превышает долей процента Поскольку нелинейность АХ приводит к появлению в выходном сигнале новых спектральных составляющих, отсутствовавших во входном, она может быть измерена спектральным способом и задана в виде коэффициента гармоник или коэффициента интермодуляционных искажений. Этот коэффициент определяют как квадратный корень из отношения мощностей гармоник к мощности первой гармоники или мощностей комбинационных составляющих к мощности составляющей с частотой входного сигнала на выходе усилителя. Нелинейность АХ обычно увеличивается с повышением уровня сигнала и поэтому ограничивает динамический диапазон сверху таким значением, при котором коэффициент гармоник или коэффициент интермодуляционных искажений достигает предельно допустимого значения.

Собственные шумы усилителя характеризуют тот минимальный уровень сигнала, который еще

Таблица 4.2. **Основные параметры УЗЧ**

Параметр	Норма ГОСТ 24388—83 по группам сложности		Минимальные требования по категориям
	0	1	
Диапазон эффективно воспроизводимых частот, Гц.			
нижняя предельная частота	20	31,5	40
верхняя предельная частота	25 000	20 000	16 000
Допускаемые отклонения АЧХ, дБ, не более, для линейных входов:			
предварительных усилителей	±0,3	±0,4	
усилителей мощности	±0,4	±0,6	±1,5
полных усилителей	±0,7	±1	
для усилителей-корректоров (относительно нормированной АЧХ)	±0,7	±1,5	±2
Рассогласование каналов по усилению в диапазоне частот 250...6300 Гц, дБ, не более	2	4	4
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 40...16 000 Гц, %, не более, для:			
предварительных усилителей	0,05	0,3	0,5
усилителей мощности	0,1	0,3	0,5
полных усилителей	0,15	0,5	0,7
Коэффициент интермодуляционных искажений, %, не более, для:			
предварительных усилителей	0,2	1,5	2
усилителей мощности	0,3	1,5	2
полных усилителей	0,4	2	3
Переходное затухание между стереоканалами, дБ, не менее, на частоте:			
1000 Гц	48	40	40
от 250 до 10 000 Гц	38	30	30
Переходное затухание между низкочастотными входами, дБ, не менее, на частоте:			
100 Гц	58	50	50
от 250 до 10 000 Гц	48	40	40
Отношение сигнал-взвешенный шум, дБ, не менее, для:			
предварительных усилителей	80	66	63
усилителей мощности	100	86	86
полных усилителей	80	66	60
Коэффициент демпфирования в диапазоне воспроизводимых частот, не менее	20	10	3
Номинальная выходная мощность для усилителей мощности и полных усилителей, Вт, не менее	10	10	10

Таблица 4.3. **Стандартные уровни сигналов, входные и выходные сопротивления для блоков комплекса**

Устройство	$U_{вх}$			$R_{вх}$, кОм	$U_{вых}$, В		$R_{вых}$, кОм	$R_н$
	min	ном	max		ном	max		
Магнитофон	0,2 В	0,5 В	2 В	220	0,5	2	22	220 кОм
Тюнер*	—	—	—	—	0,5	2	22	220 кОм
ЭПУ с магнитной головкой**	2 мВ	5 мВ	20 мВ	47±20 %	—	—	—	—
ЭПУ с пьезоголовкой	0,2 В	0,5 В	2 В	⩾470	—	—	—	—
Предварительный усилитель	—	—	—	220	1	⩾1	⩽1***	⩾20 кОм
Усилитель мощности	—	1В	—	⩾10	—	—	⩽Rн/3	4; 8; 16 Ом

* Номинальное выходное напряжение при входном напряжении 1,73 мВ на сопротивлении 300 Ом при девиации частоты 40 Гц для ЧМ тюнеров и глубине модуляции 80 % для АМ тюнеров

** Для усилителя-корректора на частоте 1000 Гц

*** Для выхода, предназначенного для подключения головных телефонов с $R_{вых}$=120 Ом, $P_{вых}$=100 мВт

может различить слушатель. Таким образом ограничивают динамический диапазон снизу. Уровень шума измеряют относительно номинального выходного сигнала (выражается в децибелах) В связи с тем, что чувствительность слуха для низших и высших звуковых частот значительно ниже, чем для средних, для согласования объективных измерений с субъективной оценкой при измерении напряжение шумов подвергают частотной коррекции псофометрическим взвешивающим фильтром, АЧХ которого обратна частотной зависимости порогового уровня заметности шумов.

Поскольку УМ нагружен непосредственно на АС, важным параметром, обеспечивающим оптимальное их согласование, является **коэффициент демпфирования**, определяемый как отношение сопротивления АС (нагрузки) к выходному сопротивлению УМ Повышенное выходное сопротивление УМ приводит к повышению добротности низкокачественного звена АС и появлению «бубнящего» звучания.

По ГОСТ 24388—83 (СТ СЭВ 1079—78) УЗЧ по электрическим параметрам подразделяют на две группы сложности: высшую (0) и первую (1) Соответствующие нормы на основные параметры указаны в табл. 4.2, здесь же даны минимальные требования к усилителям высокой верности воспроизведения категории Hi—Fi. В табл 4.3 показаны стандартные уровни сигналов, входное и выходное сопротивления для блоков комплекса по ГОСТ 24838—81 (СТ СЭВ 1080—78).

Оконечные и предоконечные каскады

Оконечный каскад УЗЧ служит для усиления мощности. Его целесообразно выполнять по двухтактной бестрансформаторной схеме с несимметричным выходом. Такой каскад по сравнению с трансформаторным вносит меньшие частотные, переходные и нелинейные искажения, а также обладает более высоким КПД. Транзисторы работают обычно в режиме АВ.

Оконечный каскад можно построить на транзисторах различной структуры, как, например, показано на рис. 4.3 при использовании одного (а, б) или двух (в) источников питания. Различие этих вариантов — в способе подключения нагрузки $R_н$. Наибольшее распространение получили усилители с двумя источниками питания,

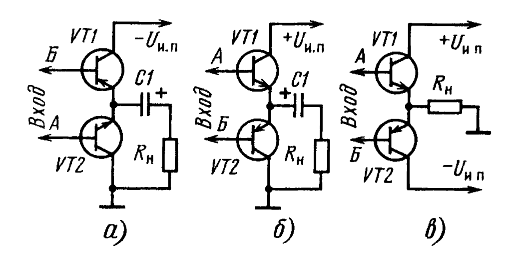


Рис 4 3

Рис 4.4

Рис 4.5

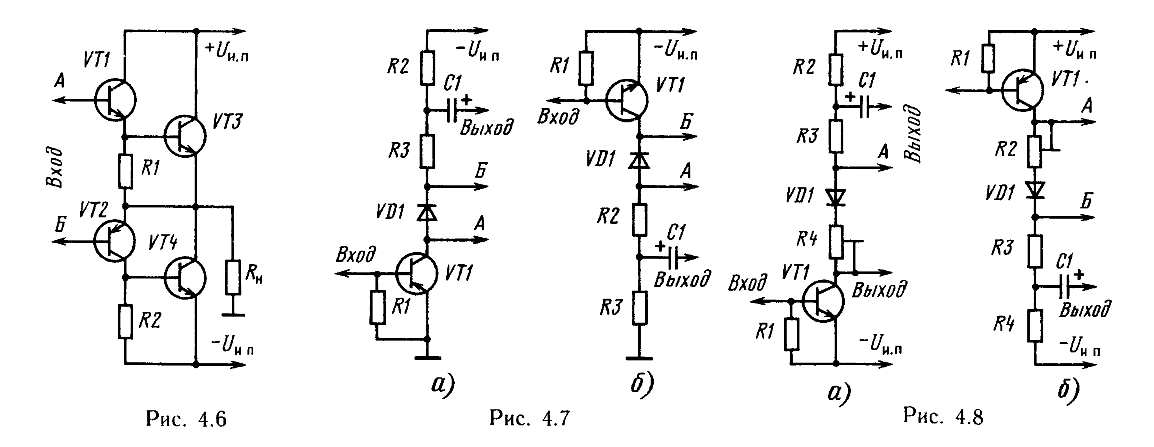


Рис. 4.6 Рис. 4.7 Рис. 4.8

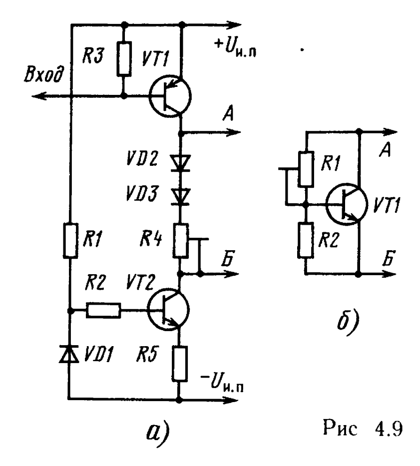


Рис 4.9

позволяющие отказаться от разделительных конденсаторов большой емкости и обеспечивающие простоту реализации каскадов предварительного усиления.

Простейшие каскады по схемам на рис. 4.3 находят применение обычно в различных устройствах при $P_{вых} \leqslant 0{,}1$ Вт. При большей мощности следует использовать каскады на составных транзисторах разной структуры с близкими параметрами Такой каскад (рис 4.4) находит применение в тех случаях, когда от него требуется в основном усиление по току. Для получения дополнительного усиления по напряжению используют схему на рис. 4.5; здесь в каждом плече предусмотрена цепь отрицательной ОС (R1, R5 и R2, R6), определяющая коэффициент усиления по напряжению.

Можно также строить оконечный каскад с квазикомплементарной выходной цепью (рис. 4.6).

Предоконечные каскады обычно однотактные, собранные на транзисторах с гальванической связью с оконечным каскадом. Для оконечного каскада по схеме на рис. 4.3, *в* целесообразно использовать предоконечный усилитель, выполненный по одной из схем на рис. 4.7, *а, б*. При изменении полярности источника питания на обратную эти же схемы могут быть использованы и для построения каскада по схеме на рис. 4.3, *б*, нужно лишь взять транзисторы другой структуры и изменить полярность включения диода и конденсатора.

Из оконечных каскадов с двумя источниками питания наибольшее распространение получил каскад, собранный по схеме на рис. 4.8 при использовании транзистора p=n=p (рис. 4.8, *б*) и n=p=n (рис. 4.8, *а*). Наличие цепи положительной ОС с выхода усилителя через конденсатор C1 (рис 4.7, 4.8) обеспечивает малое влияние сопротивления резисторов R2—R4 на режим работы каскадов на переменном токе.

Мощный оконечный каскад, выполненный по схемам на рис. 4 3—4.6, обычно требует более сложного предоконечного усилителя (рис. 4.9) с активным генератором тока на транзисторе VT2 в качестве нагрузки транзистора VT1, что позволяет максимально использовать по напряжению источник питания, а также получить малые нелинейные искажения

Напряжение смещения, определяющее ток покоя выходных транзисторов (рис 4.7—4.9), зависит от падения напряжения на элементах, включенных между точками А и Б. При малом необходимом напряжении смещения (0,7...1,5 В) целесообразно использовать последовательную цепь из одного или нескольких диодов и резисторов с небольшим сопротивлением, а при большем напряжении — цепь с транзистором (например, рис. 4.9, *б*).

Для надежной работы УЗЧ обычно необходима термостабилизация тока покоя выходных транзисторов. Ее обеспечивают использованием в цепях напряжения смещения терморезисторов или установкой диодов и транзисторов цепи термостабилизации на теплоотводе выходных транзисторов.

Расчет бестрансформаторного оконечного каскада

При расчете бестрансформаторного оконечного каскада заданными параметрами являются номинальная выходная мощность $P_{ном}$ и полное входное сопротивление нагрузки $Z_н$ (сопротивление головок громкоговорителей, см

табл. 4.8). В результате расчета должны быть определены номинальное напряжение источника питания $U_{и\ п}$ каскада и потребляемый от него средний ток $I_{потр}$, типы транзисторов и параметры элементов.

При определении расчетной мощности оконечного каскада $P_{расч}$ следует учесть, что она больше $P_{ном}$ на величину потерь в эмиттерных резисторах и делителе цепи отрицательной ОС:

$$P_{расч} \geqslant 1{,}1P_{ном}.$$

Напряжение источника питания $U_{и\ п}$ (одного или суммы двух) определяется по формуле

$$U_{и\ п}=2(\sqrt{2P_{расч}Z_н}+U_{КЭнас}),$$

где $U_{КЭнас}=0{,}4...0{,}5$ В для германиевых сплавных транзисторов, 0,6...0,7 В для германиевых сплавно-диффузных, до 2 В для германиевых конверсионных и 2...5 В для кремниевых с применением диффузионной или планарной технологии.

Амплитуду тока коллектора транзисторов оконечного каскада $I_{Кmax}$ и среднее значение потребляемого тока $I_{потр}$ находят по формулам

$$I_{Кmax}=\sqrt{2P_{расч}/Z_н};\ I_{потр}=I_{Кmax}/\pi.$$

Максимальная мощность рассеяния на коллекторе транзистора одного плеча

$$P_{Кmax} \approx 0{,}5P_{расч}.$$

При выборе типов транзисторов VT3 и VT4 в каскадах по схемам на рис. 4.4—4.6 следует руководствоваться соотношениями

$$U_{КЭдоп} \geqslant 1{,}2U_{и\ п};\ I_{Кдоп} \geqslant (1{,}2...1{,}3)I_{Кmax};$$
$$P_{Кдоп} \geqslant P_{Кmax};\ f_\beta > (2...4)f_в,$$

где f_β — граничная частота усиления транзистора при включении с ОЭ:

$$f_\beta \approx f_\alpha/\beta.$$

Здесь $f_в$ — верхняя граничная частота воспроизводимого диапазона.

Транзисторы VT1 и VT2 в каскадах на рис. 4.4—4.6 должны удовлетворять условиям

$$U_{КЭ\ max} \geqslant 1{,}2U_{и\ п};\ I_{К\ max} \geqslant I_{К\ max}/h_{21Э};$$
$$P'_{К\ доп} \geqslant P_{К\ max}/h_{21Э};\ f_\beta > (2...4)f_в,$$

где $h_{21Э}$ — статический коэффициент усиления тока транзисторов VT3 и VT4 (см. рис. 4.4—4.6).

Сопротивление резисторов R1 и R2 в каскадах на рис. 4.4, 4.6 некритично и обычно равно 50...200 Ом. При использовании на выходе УЗЧ разделительного конденсатора его минимальная емкость в микрофарадах находится по формуле

$$C \geqslant 2 \cdot 10^5/(f_н Z_н),$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота воспроизводимого диапазона, Гц.

Каскады предварительного усиления

Входные каскады усилителя предназначены для оптимального согласования его входного сопротивления с выходным сопротивлением различных источников звуковых сигналов, а также для компенсации частотных искажений или предыскажений, свойственных источнику сигнала. Кроме того, входные каскады обеспечивают необходимое усиление для приведения среднего уровня источника сигнала к некоторому стандартному уровню.

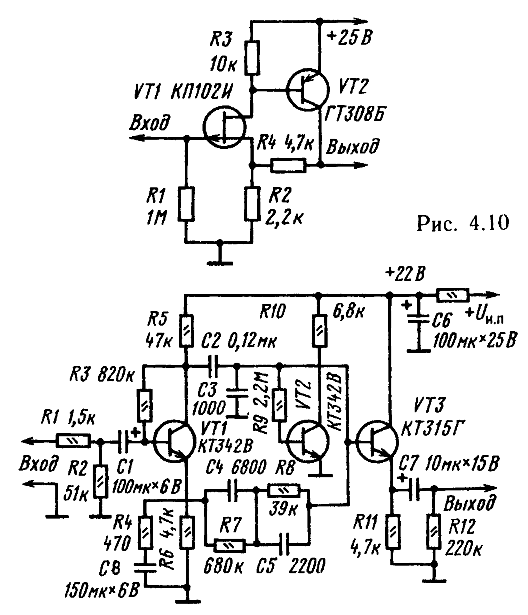


Рис. 4.10

Рис. 4.11

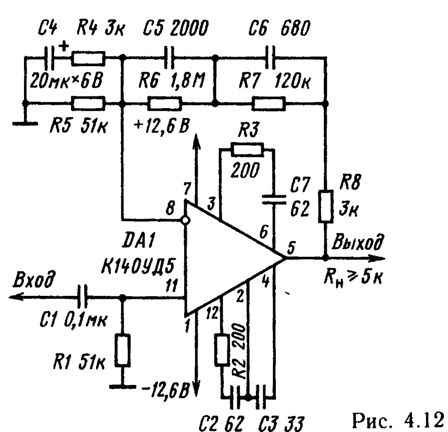


Рис. 4.12

На рис. 4.10—4.12 изображены схемы предварительных усилителей электрофонов. Входное сопротивление усилителя на рис. 4.10 равно 1 МОм, что необходимо для работы с пьезоэлектрической головкой звукоснимателя; его частотная характеристика линейна в диапазоне 3 Гц...500 кГц, усиление — 10 дБ, отношение сигнал-шум — 78 дБ относительно входного сигнала с уровнем 100 мВ.

Усилители на рис. 4.11 и 4.12 рассчитаны на подключение электромагнитной головки и различаются элементной базой. Их характеристики

приблизительно одинаковы; входные сопротивления стандартизованы и равны 47 кОм. Частотные характеристики, формируемые цепями отрицательной ОС, обеспечивают линейную частотную характеристику воспроизведения в диапазоне 20 Гц...20 кГц при коэффициенте усиления на частоте 1 кГц около 40 дБ.

Промежуточные каскады усилителя обычно выполняют на транзисторах, включенных по схеме ОЭ, или на микросхемах с использованием цепей глубокой отрицательной ОС по переменному и постоянному току. Частотные характеристики этих усилителей обычно линейны в широком диапазоне частот, а коэффициенты усиления могут значительно изменяться. На рис. 4.13 и 4.14 приведены предпочтительные варианты построения промежуточных каскадов усилителя. В предварительном усилителе портативных радио- и телеприемников, в том числе и в автомобильных, целесообразно использовать микросхемы серий К157, К224, К235, К140, К553, К153.

Типовые схемы подключения источников сигналов к входам усилителя радиоприемников, радиол, электрофонов и магнитофонов через стандартные штепсельные разъемы СШ3—СГ3 и СШ5—СГ5 показаны на рис. 4.15. Верхний ряд

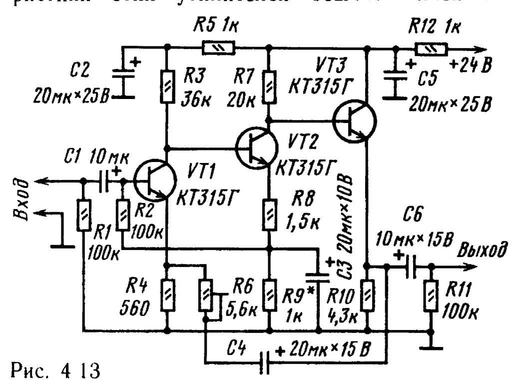


Рис. 4 13

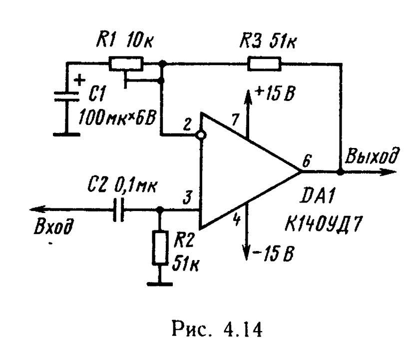
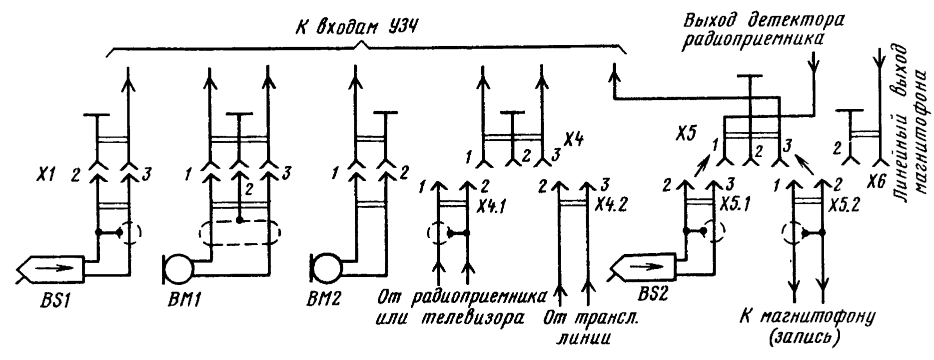


Рис. 4.14



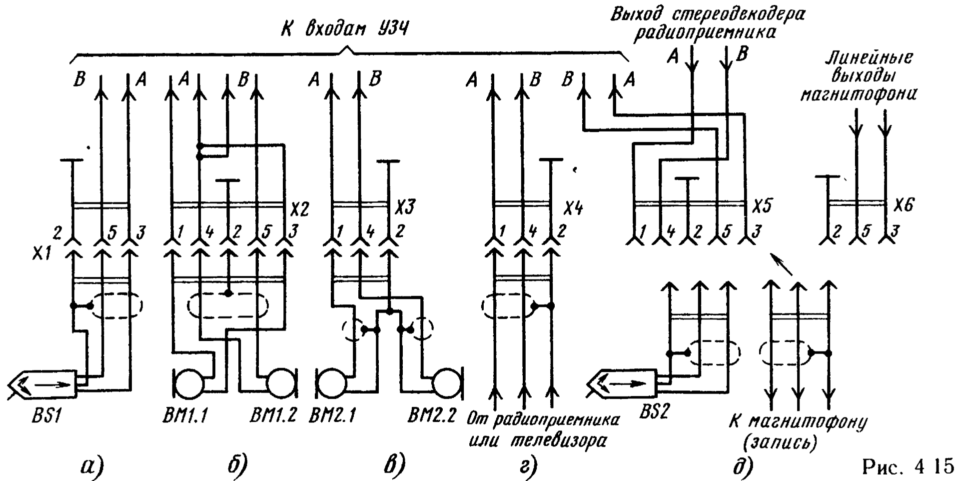


Рис. 4 15

относится к монофоническим, а нижний — к стереофоническим звуковоспроизводящим устройствам и магнитофонам. На рис. 4.15, *а* показаны схемы разъемов для подключения звукоснимателей к радиоприемникам и электрофонам, на рис 4.15, *б*, *в* для подключения к магнитофонам микрофонов с симметричными и несимметричными выходами и к трансляционной линии. На рис. 4.15, *г* показана схема устанавливаемых на приемниках (радиолах) розеток, через которые подают сигнал от звукоснимателя либо снимают сигнал для записи на магнитофон, а на рис. 4.15, *д* — схема розетки линейного выхода магнитофона.

Регулирование усиления

Наиболее распространенный способ регулирования усиления — потенциометрический. Во входную или межкаскадную цепь усилителя вводят регулировочный переменный резистор, включенный потенциометром на рис 4.16. Регулятор нормально работает при соотношении $R_{вх\ сл}/R_р=R_р/R_{ист}=10...30$, которое может быть выполнено при включении регулятора между двумя эмиттерными повторителями или перед каскадом на полевом транзисторе.

Регулирование может быть плавным (рис 4.17) и ступенчатым (рис 4.18). Во втором случае регулятор $R_р$ составляют из ряда последовательно соединенных резисторов, число которых и соотношение их номиналов определяют пределы и законы регулирования.

В простейших предварительных усилителях применяют переменные резисторы, включенные делителем напряжения. Если регулятор включен на входе усилителя, то пропорционально коэффициенту деления уменьшается соотношение сигнал-шум, а если на выходе — уменьшается его перегрузочная способность.

Высокие перегрузочная способность и отношение сигнал-шум в любом положении ручки регулятора могут быть достигнуты двумя способами. Первый — использование двух переменных резисторов, управляемых одной ручкой, один из которых подключен на входе, а другой на выходе. Второй — включение регулятора в цепь отрицательной ОС усилителя. Один из возможных вариантов регулятора громкости с изменением глубины отрицательной ОС показан на рис. 4.19. Резистор R5 и верхняя по схеме часть резистора R7 образуют обычный делитель напряжения, а нижняя часть R7 совместно с резистором R6 шунтирует резистор R4 в цепи эмиттера транзистора VT1, задавая глубину ОС по току в первом каскаде и его коэффициент усиления. В крайнем верхнем положении движка R7 коэффициент передачи делителя R5, R7 равен нулю, а глубина ООС максимальна, поэтому в положении малой громкости перегрузочная способность регулятора по входу максимальна и равна 3 В, а шумы транзистора VT1 делитель снижает в той же мере, что и сигнал. При перемещении движка резистора R7 вниз глубина ОС уменьшается, одновременно увеличивается коэффициент передачи делителя R5, R7. Максимальный коэффициент усиления узла равен 50; входное и выходное сопротивления — соответственно 50 и 4 кОм.

В связи с тем, что слух обладает характеристикой чувствительности, близкой к логарифмической, для использования в простейших регуляторах наиболее подходят переменные резисторы группы В с экспоненциальной зависимостью сопротивления от угла поворота оси. При этом повороту регулятора на один и тот же угол соответствуют равные приращения субъективного ощущения громкости. Поскольку резисторы группы В нельзя нагружать, не внося искажений в характеристику регулирования, за таким регу-

Рис. 4.16

Рис 4.17

$$A(дБ)=20\lg\frac{U_{вх}}{U_{вых}}$$
$$R_x=R_р\,10^{-\frac{A(дБ)}{20}}$$

Рис. 4.18

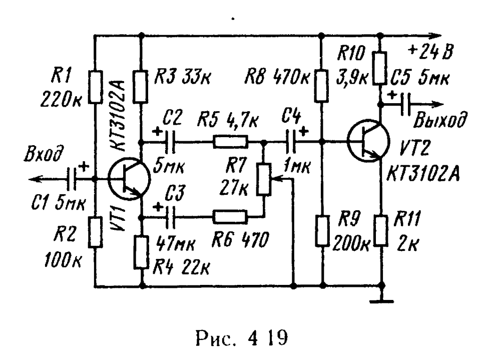


Рис. 4.19

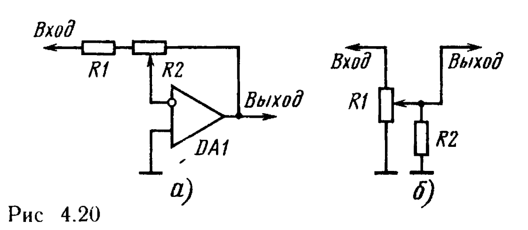


Рис 4.20

лятором приходится включать повторитель напряжения с большим входным сопротивлением.

Хорошую аппроксимацию экспоненциальной характеристики можно получить, используя линейный переменный резистор (группы А), включенный по схеме на рис. 4.20, *а* или *б*. В первом случае требуемая характеристика достигается при условии R2=8R1 изменением глубины отрицательной ОС, охватывающей ОУ DA1, а во втором — шунтированием нижней части резистора R1 резистором R2 с сопротивлением R2=R1/8

В связи с тем, что изменению звукового давления соответствуют неравнозначные изменения субъективного ощущения громкости на разных частотах звукового диапазона, причем общее снижение громкости ведет к ослаблению относительного уровня на низких частотах, в высококачественных предварительных усилителях используют тонкомпенсированные регуляторы громкости, которые одновременно с изменением коэффициента передачи изменяют и АЧХ усилителя в соответствии с кривыми частотной компенсации На рис 4.21 показаны характеристики частотной компенсации; уровень громкости 90 фон используют звукорежиссеры при тембровой балансировке в процессе записи фонограмм

В простейшем тонкомпенсированном регуляторе, выполненном на специальном переменном резисторе с отводами (СП3-12в, СП3-12е и др.) по типовой схеме на рис 4 22, в верхнем положении движка резистора R3 (т е положение максимальной громкости) АЧХ линейна. Последовательнее цепи R1, C1 и R2, C2 на средних и высших звуковых частотах шунтируют соответственно участки da и ea резистора R3. Поэтому при уменьшении громкости коэффициент деления становится частотно-зависимым — происходит подъем на низших звуковых частотах Конденсатор C3 создает дополнительно небольшой подъем на высших частотах. На малых уровнях громкости эффективность тонкомпенсации такого регулятора оказывается недостаточной, поскольку при перемещении движка резистора R3 на участке ниже второго отвода (ea) АЧХ остается неизменной, в то время как глубина необходимой тонкомпенсации максимальна именно при малых громкостях.

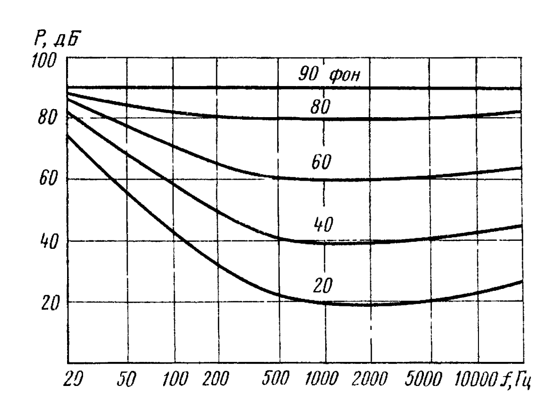


Рис. 4 21

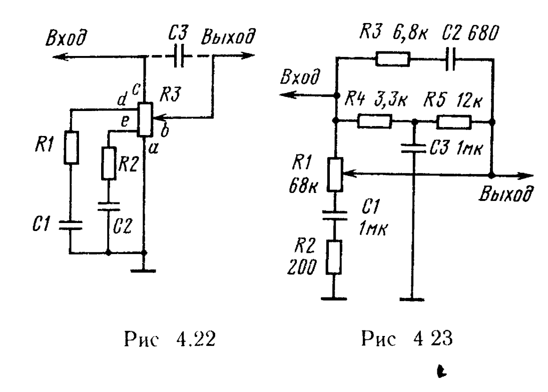


Рис 4.22 Рис 4 23

Схема более совершенного регулятора на переменном резисторе группы В без отводов приведена на рис 4.23 Подъем АЧХ в области низших частот обусловлен действием цепей R2, C1 и R4, R5, C3, а в области высших — цепи R3, C2 Удовлетворительная работа рассмотренных тонкомпенсированных регуляторов громкости возможна лишь в том случае, если они нагружены каскадом с высоким входным сопротивлением, а подключены к выходу каскада с низким выходным сопротивлением

Наиболее точную тонкомпенсацию в широком диапазоне громкости обеспечивает активный регулятор, выполненный по схеме на рис. 4.24 Принцип частотной компенсации этого регулятора в области низших звуковых частот основан на изменении постоянной времени цепи отрицательной ОС R4, R5, C4, охватывающей ОУ DA1 и определяющей подъем АЧХ с уменьшением частоты ниже точки $f_1=1/[2\pi(R4+R3)C2]$. Дополнительную коррекцию на низших частотах обеспечивает частотно-зависимый делитель C1, R1, C2, R2 с постоянной частотой перехода $f_2=1/(2\pi R2C2)$, действие которого максимально в крайнем правом положении движка регулятора, соответствующем минимальной громкости. В крайнем левом положении движка выполняется условие $R1C1\approx(R4+R5)C2$ и, кроме того, входы ОУ оказываются подключенными параллельно цепи R2, C2. Ток в резистор R2 не ответвляется. Поэтому коэффициент передачи не зависит от частоты и равен 1. Тонкомпенсацию на высших звуковых частотах выполняет цепь C3, R3, шунтирующая резистор R4 в положении минимальной громкости.

Резистор R7 определяет режим работы ОУ DA1 по постоянному току и на АЧХ в звуковом диапазоне частот не влияет. С указанными на схеме номиналами элементов коэффициент пере-

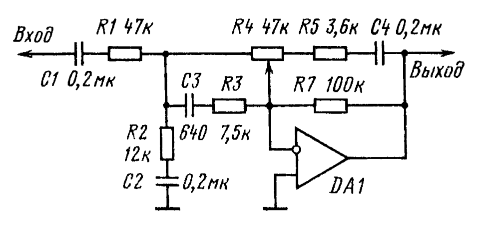


Рис 4.24

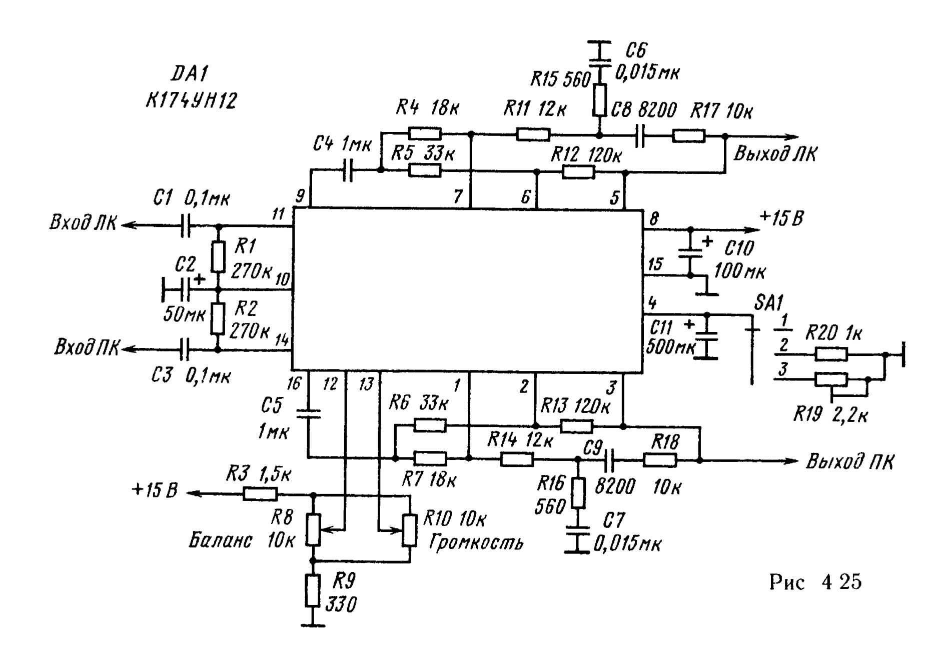


Рис 4 25

дачи в области средних частот изменяется от —39 до +1 дБ, частоты перехода низкочастотной коррекции составляют $f_1=230$ Гц, $f_2=65$ Гц, а высокочастотной коррекции $f_3=1/(2\pi R4C3)=$ $=5$ кГц. Благодаря этому отличие формируемой АЧХ от кривых тонкомпенсаций во всем диапазоне регулирования не превышает 3 дБ.

Активный тонкомпенсированный регулятор можно выполнить на специализированной микросхеме К174УН12, представляющей собой сдвоенный электронный регулятор громкости с возможностью выбора оптимальной тонкомпенсации и электронный регулятор стереобаланса Типовая схема ее включения показана на рис. 4 25 Громкость регулируют одновременно в обоих стереоканалах переменным резистором R10, стереобаланс -- R8. Переключатель SA1 позволяет отключить тонкомпенсацию (в положении 1), включить стандартную тонкомпенсацию (положение 2) или регулируемую подстроечным резистором R19 индивидуально для конкретного помещения и используемой АС. При уменьшении сопротивления резистора R19 глубина тонкомпенсации увеличивается.

Типовые зависимости коэффициента передачи регулятора от управляющего напряжения на выводе 13 микросхемы и семейство АЧХ в положении стандартной тонкомпенсации представлены на рис 4.26, *а* и рис. 4 26, *б* соответственно. Диапазон регулировки уровня громкости равен 75 дБ, а баланса ± 6 дБ. Максимальное напряжение на входах равно 1 В при коэффициенте гармоник не более 0,5 %, минимальное сопротивление нагрузки 15 кОм.

При использовании пассивных регуляторов громкости согласование уровня и выходного сопротивления различных источников сигналов с входными обеспечивают, как правило, каскады линейного усиления, типовые схемы которых показаны на рис. 4.27, *а* и *б* Первый усилитель — инвертирующий, транзистор VT1 включен по схеме ОЭ, VT2 — по схеме ОК С разомкнутой петлей отрицательной ОС коэффициент усиления примерно равен 2000, а коэффициент гармоник $K_г \leqslant 1$ %. С целью ОС R6, R2, R1 коэффициент усиления снижается до $K_U=R6/R1=10$, а коэффициент гармоник не превышает 0,05 % при размахе выходного напряжения ± 7 В на

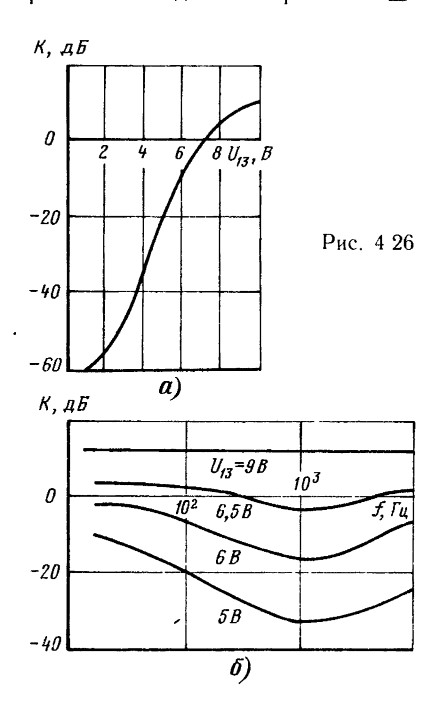


Рис. 4 26

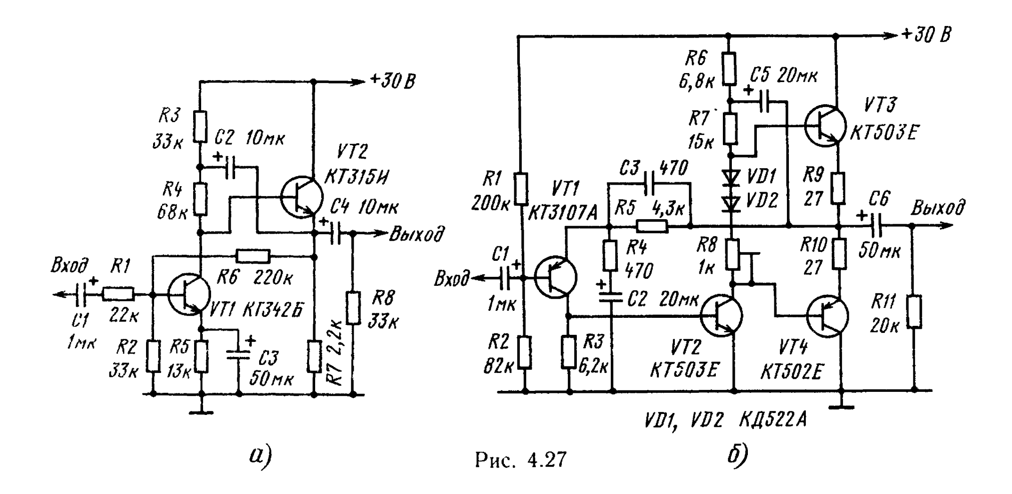


Рис. 4.27

нагрузке сопротивлением 10 кОм и ±2 В на 600 Ом. Приведенный ко входу уровень собственных шумов в полосе 20 Гц...20 кГц не превышает 7 мкВ. Входное сопротивление усилителя равно сопротивлению резистора R1. Глубокая отрицательная ОС как по переменному (через резисторы R6, R1), так и по постоянному (R6, R2) токам гарантирует постоянство параметров усилителя при изменении температуры, напряжения питания и при замене транзисторов.

Второй линейный усилитель — неинвертирующий. Он обладает повышенной перегрузочной способностью. Усилитель напряжения на транзисторах VT1 и VT2 нагружен двухтактным эмиттерным повторителем на транзисторах VT3, VT4. Петля 100%-ной отрицательной ОС по постоянному току замыкается резистором R5. На переменном токе коэффициент усиления определяется отношением сопротивлений резисторов цепи отрицательной ОС по переменному току $K_U = 1 + R5/R4 = 10$.

Кремниевые диоды VD1, VD2 компенсируют температурный дрейф напряжения база — эмиттер выходных транзисторов VT3, VT4, а подстроечный резистор R8 обеспечивает их работу в режиме АВ, исключая появление искажений типа «ступенька». С указанными на схеме номиналами элементов АЧХ усилителя линейна в диапазоне 20 Гц...70 кГц, входное сопротивление равно 40 кОм, а коэффициент гармоник не превышает 0,03 % при размахе выходного напряжения ±41 В на нагрузке 600 Ом

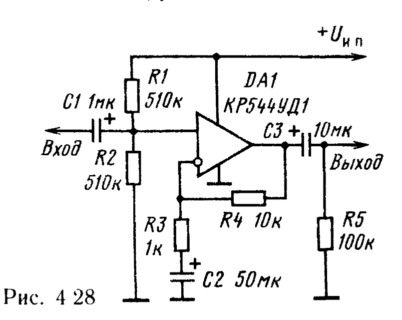


Рис. 4.28

На рис. 4.28 показана типовая схема неинвертирующего линейного УЗЧ на интегральном ОУ с однополярным питанием Резисторы R1 и R2 задают напряжение на неинвертирующем входе ОУ DA1, равное половине напряжения питания, а R3 и R4 составляют цепь отрицательной ОС, определяющей коэффициент усиления $K_U = 1 + R4/R3 = 11$. Входное сопротивление усилителя равно $R_{вх} = R1R2/(R1+R2) = 255$ кОм, а по остальным параметрам он близок к усилителю по схеме на рис. 4.27, *а*.

Для регулирования стереобаланса в тракт усиления обоих каналов чаще всего включают дополнительные сдвоенные регуляторы уровня, действующие противофазно, как это показано на рис. 4.29, *а*. Характерный для этого регулятора «провал» на 3 дБ суммарной мощности обоих каналов в среднем положении движков резисторов R1 и R2 по сравнению с крайними практически устранен в регуляторе баланса на одном переменном резисторе (рис. 4.29, *б*). Провал мощности здесь при условии $R1 = R2 = R3/\sqrt{2}$ не превышает 0,13 дБ, что позволяет регулировать баланс по всей ширине стереобазы с практически постоянной громкостью.

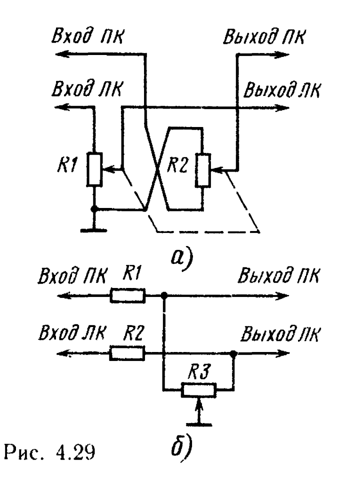


Рис. 4.29

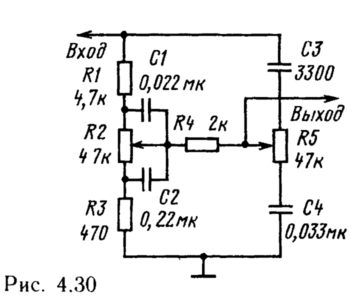


Рис. 4.30

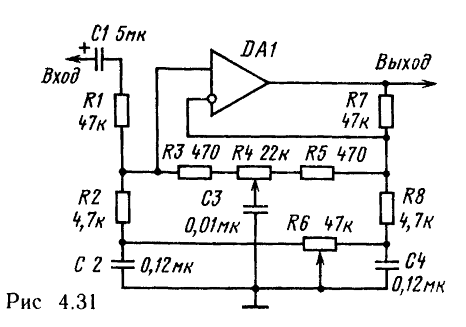


Рис 4.31

Регуляторы тембра предназначены для исправления суммарных искажений АЧХ источников сигнала, соединительных кабелей, акустической системы в конкретной акустической обстановке, а также для спектральной обработки в соответствии с индивидуальными особенностями слуха и художественным вкусом слушателя. Наибольшее распространение получили регуляторы тембра, позволяющие плавно изменять спектр программы раздельно в области низших и высших звуковых частот. Типовая схема пассивного регулятора тембра показана на рис. 4.30. Цепь регулирования по низшим частотам образуют элементы R1, C1, R2, C2, R3, а по высшим — C3, R5, C4, R4. В области низших частот реактивное сопротивление конденсаторов C1—C4 велико и их можно считать разомкнутыми. При этом коэффициент передачи регулятора можно изменять резистором R2 в пределах от $K_{нч\,max}=(R2+R3)/(R1+R2+R3)$ до $K_{нч\,min}=R3/(R1+R2+R3)$ при произвольном положении резистора движка R5. В области высших частот, наоборот, конденсаторы C1—C4 можно считать замкнутыми накоротко, поэтому коэффициент передачи определяется положением движка резистора R5, а положение движка резистора R2 на результат не влияет. Для нормальной работы регулятора необходимо выполнить условия:

$C3 \ll C1$; $C4 \ll C2$; $R4 < R1 < R5$; $R5 > R3$, $R1/R3 = C2/C1 = C4/C3 = n$; $R_{вых} < R1/n$; $R_{вх} \gg P5$,

где n — произвольное число, характеризующее глубину регулирования тембра (обычно выбирают n=10, что соответствует глубине регулировки ±15...18 дБ); $R_{вых}$ — выходное сопротивление каскада, питающего регулятор; $R_{вх}$ — входное сопротивление последующего каскада. При выполнении этих условий частоты перегиба при подъеме АЧХ определяются выражениями

$f_{вчп}=1/[2\pi C3(R1+R4)]$, $f_{нчп}=1/(2\pi C2R3)$;

а при спаде АЧХ — выражениями

$f_{вчс}=1/2\pi C4(R4+R2R3/P1+R3)$;
$f_{нчс}=1/2\pi C1R1$.

С указанными на схеме номиналами элементов узел обеспечивает регулирование тембра на частотах 100 Гц и 10 кГц на ±14 дБ Для обеспечения плавности регулирования и линейности АЧХ в средней зоне необходимо использовать резисторы R2 и R5 группы B Пассивные регуляторы не увеличивают нелинейные и динамические искажения, однако вносят значительное затухание, равное $1/(1+n)$ для среднечастотного сигнала, поэтому их используют совместно с линейными усилителями

Схема активного регулятора тембра с высоким входным ($R_{вх}$=47 кОм), низким выходным сопротивлениями и единичным коэффициентом передачи среднечастотного сигнала показана на рис. 4 31. Цепь регулирования по высшим частотам образуют элементы R3—R5, C3, а по низшим — C2, R6, C4. В крайнем левом по схеме положении движка резистора R4 цепь R3, C3 для частот $f_{вчс} \geqslant 1(2\pi R2C3)$ обеспечивает спад АЧХ с крутизной 6 дБ/октава из-за шунтирования резистора R2. При этом спад АЧХ на частоте 20 кГц равен 15 дБ

С перемещением движка резистора R4 в крайнее правое положение цепь C3, R5 шунтирует резистор R8 и тем самым уменьшает глубину отрицательной ОС, охватывающей ОУ. В этом случае АЧХ имеет подъем на 15 дБ на частоте 20 кГц. В среднем положении движка АЧХ линейна. Изменение сопротивления резистора R4 незначительно изменяет вид АЧХ на частоте ниже 1 кГц, поскольку при этом реактивное сопротивление конденсатора C3 намного превышает сопротивление резистора R2 и R8

С понижением частоты сопротивление конденсаторов C2 и C4 становится сравнимым с сопротивлением резисторов R2 и R8. Когда движок резистора R6 установлен в крайнее левое положение, конденсатор C2 замкнут накоротко и коэффициент передачи входного делителя от частоты не зависит, а конденсатор C4 оказывается включенным параллельно с резистором R6, имеющим большое сопротивление. Поэтому для частот $f \leqslant 1/(2\pi C4R8)$ коэффициент деления делителя R7, R8 уменьшается, что, в свою очередь, предопределяет спад АЧХ с крутизной 6 дБ/октава, достигающий 15 дБ на частоте 20 Гц. В правом положении движка также изменяется коэффициент передачи входного делителя, поэтому АЧХ на частоте 20 Гц имеет подъем на 15 дБ. В активном регуляторе тембра резисторы R4 и R6 должны быть из группы A.

Двухканальный электронный регулятор тембра выполнен на специализированной микросхеме К174УН10. На рис. 4 32 изображена типовая схема ее включения. Регулирование происходит одновременно в обоих каналах изменением постоянного напряжения на выводах 12 («Тембр

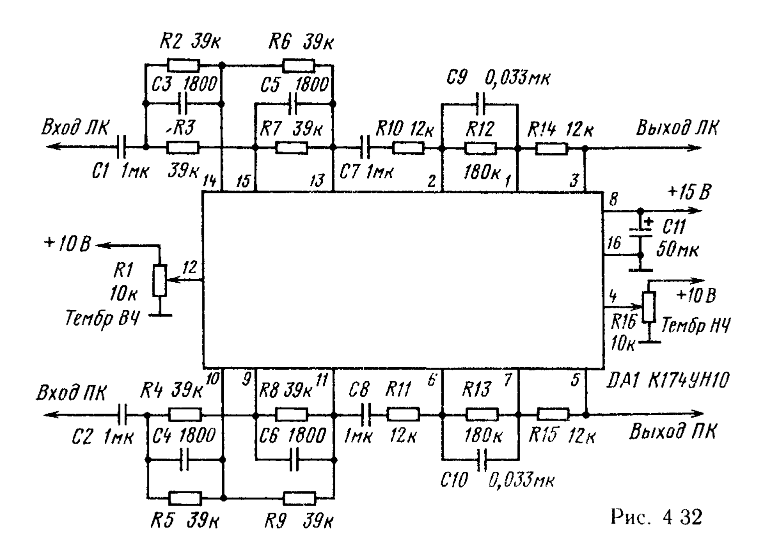


Рис. 4 32

ВЧ») и 4 («Тембр НЧ»), причем АЧХ линейна при управляющем напряжении 6 В (спад АЧХ — при меньшем, а подъем — при большем напряжении). Входное сопротивление узла не менее 15 кОм, глубина регулирования не менее ±16 дБ на частотах 20 Гц и 20 кГц, коэффициент гармоник на нагрузке 5 кОм при выходном напряжении 1 В не превышает 0,2 %.

В простейших двухполосных регуляторах наибольшей глубины коррекция достигает на краях диапазона Если, например, требуется подъем АЧХ на 5 дБ на частоте 4 кГц, то он вполне осуществим, но будет сопровождаться значительно большим и не всегда желательным подъемом АЧХ на более высоких частотах — около 15 дБ на частоте 15 кГц

В активном регуляторе на рис. 4.33 предусмотрена возможность более гибкого управления. Здесь можно регулировать не только глубину подъема или спада АЧХ на низших и высших частотах, но и частоту перехода Достигнуто это введением независимых регуляторов частоты среза ФНЧ на ОУ DA2 резистором R3 в пределах от $1/[2\pi(R3+R4)C2]=20$ Гц до $1/(2\pi R4C2)=500$ Гц и ФВЧ на ОУ DA3 резистором R6 от $1/[2\pi(R5+R6)C3]=5$ кГц до $1/(2\pi R5C3)=20$ кГц. Действие этих фильтров в полосе пропускания в зависимости от положения регуляторов R8 и R11 эквивалентно подключению параллельно резисторам цепей отрицательной ОС ОУ DA1 (R2) или ОУ DA4 (R9) резисторов R7 и R10

Если например, движок резистора R8 находится в крайнем левом положении, то коэффициент передачи каскада на ОУ DA1 и всего узла в полосе прозрачности ФНЧ на ОУ DA2 равен $K_{нчmin}=R7R2/[(R7+R2)R1]$, а в полосе задержания ФНЧ $K_{ср}=R2/R1=1$ В крайнем правом положении движка резистора R8 в полосе прозрачности ФНЧ коэффициент передачи каскада на ОУ DA4 (и всего узла) максимален: $K_{нчmax}=R12(R10+R9)/(R10R9)$, а в полосе задерживания $K_{ср}=R12/R9=1$ В среднем положении АЧХ линейна Аналогично работает и регулятор тембра по высшим частотам

С указанными на схеме номиналами элементов пределы регулирования тембра соответствуют ±10 дБ Благодаря тому, что резисторы регуляторов тембра включены между точками «виртуального заземления» ОУ DA1 и DA4, их взаимовлияние полностью исключено без дополнительных мер Весь узел в целом неинвертирующий, имеет входное сопротивление 10 кОм и единичный коэффициент передачи на средних частотах, что обеспечивает хорошее согласование с другими каскадами предварительного усилителя Все переменные резисторы регулятора группы А.

Рассмотренные регуляторы являются корректорами интегрального типа, так как работают в двух относительно широкополосных частотных

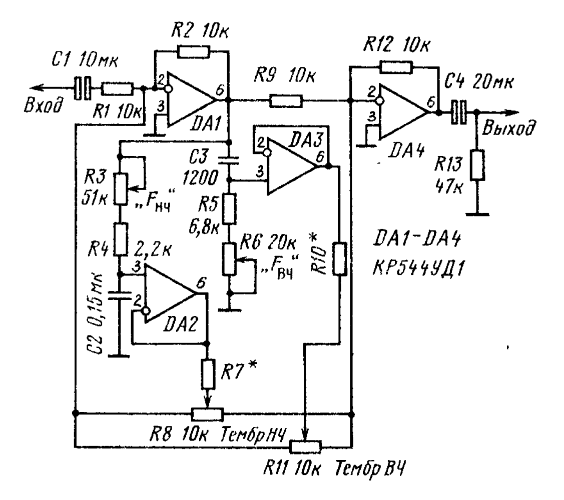


Рис. 4.33

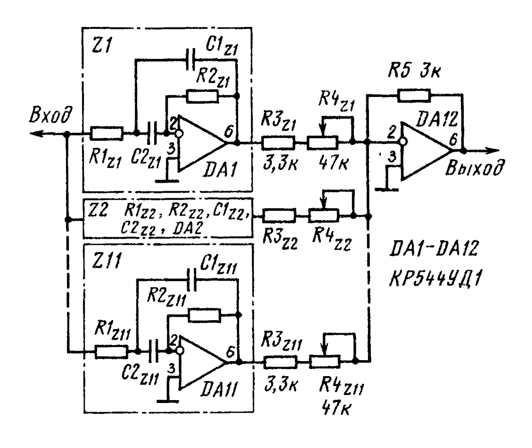


Рис 4.34

Таблица 4.4. Емкости конденсаторов и резонансные частоты полосовых фильтров (рис. 4.34)

Фильтр	Резонансная частота, Гц	C1=C2
1	30	0,18 мкФ
2	56	0,1 мкФ
3	104	0,047 мкФ
4	194	0,027 мкФ
5	360	0,015 мкФ
6	671	7 500 пФ
7	1 249	3 900 пФ
8	2 325	2 200 пФ
9	4 328	1 200 пФ
10	8 057	560 пФ
11	15 000	330 пФ

областях. Между тем в комплексах звуковоспроизведения довольно часто встречаются звенья, для которых характерна сравнительно высокая добротность, например, пьезоэлектрическая головка звукоснимателя, головка магнитной записи, акустическая система в реверберирующем помещении малого объема и др. Для коррекции узкополосных искажений более эффективны эквалайзеры — многополосные регуляторы тембра, позволяющие воздействовать на АЧХ как в узкой полосе частот, так и интегрально. Эквалайзеры представляют собой набор узкополосных фильтров со смежными резонансными частотами. Каждым фильтром удобно управлять переменным резистором с линейным перемещением движка, тогда ручки всей линейки резисторов наглядно покажут вид установленной АЧХ. Такие эквалайзеры называют графическими.

Схема одиннадцатиполосного графического эквалайзера показана на рис 4.34. Каждый из полосовых фильтров Z1—Z11 выполнен по одинаковой схеме операционного звена второго порядка с многопетлевой частотно-зависимой отрицательной ОС и отличается только емкостью конденсаторов C1 и C2, значения которой для всех фильтров приведены в табл. 4.4. Свойства таких фильтров характеризуют частотой резонанса $f_p = 1/(2\pi R1R2C1C2)$, добротностью $Q = \sqrt{\frac{R2}{R1}}\frac{\sqrt{C1C2}}{C1+C2}$ и коэффициентом передачи на частоте резонанса $K_p = -\frac{R2C2}{R1(C1+C2)}$.

Выходы всех фильтров подключены к масштабным резисторам R3, R4 сумматора, выполненного на ОУ DA12. Для подъема АЧХ, например, в полосе прозрачности фильтра Z1 движок резистора $R4_{Z1}$ необходимо переместить в крайнее левое по схеме положение. При

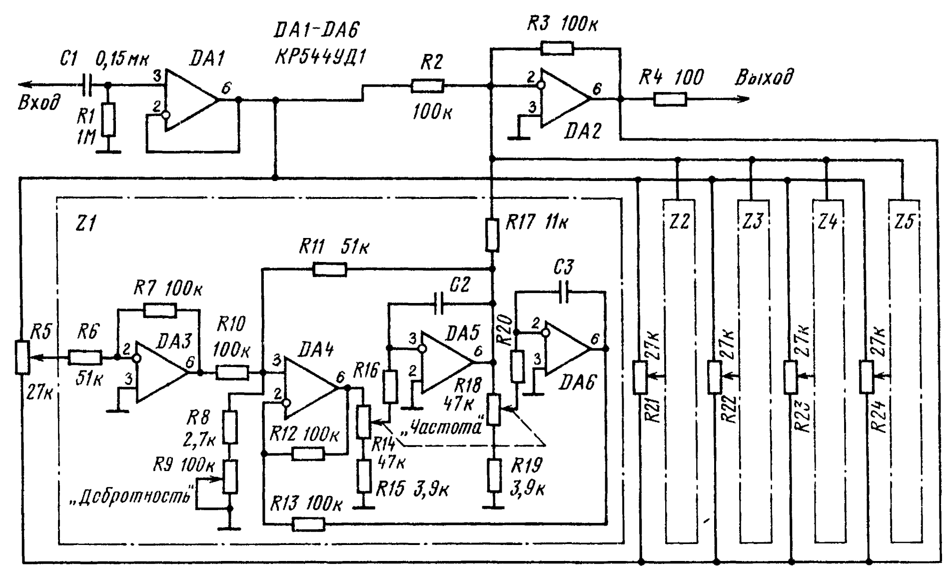


Рис 4.35

этом коэффициент передачи сумматора для сигнала с выхода этого фильтра равен $K_{z1\,max}=R5/R3=0{,}9$ В другом крайнем положении резистора коэффициент передачи будет равен $K_{z1\,min}=R5/(R4_{z1}+R3_{z1})=0{,}06$. Таким образом, глубина регулирования тембра определяется отношением сопротивлений резисторов $(R4+R3)/R3$ и с указанными на схеме номиналами равна 24 дБ (±12 дБ). Для достижения равномерного регулирования тембра резисторы R4 должны быть из группы В

Наиболее универсальными возможностями для коррекции как широкополосных, так и узкополосных искажений АЧХ обладают параметрические эквалайзеры, число частотных полос которых относительно невелико, однако имеется возможность регулировки не только подъема или спада АЧХ, но и резонансной частоты и ширины полосы пропускания каждого фильтра.

На рис 4.35 представлена схема пятиполосного параметрического эквалайзера Он состоит из входного повторителя на ОУ DA1, сумматора-инвертора на ОУ DA2 и пяти одинаковых по схеме полосовых фильтров, отличающихся только емкостью конденсаторов С2, С3 и сопротивлением резисторов R16, R20 (табл. 4.5). Каждый фильтр состоит из развязывающего инвертора на ОУ (DA3) и операционного звена второго порядка, состоящего из двух интеграторов и сумматора. Такое операционное звено (DA4—DA6), известное под названием «биквад», обладает абсолютной устойчивостью, высокой стабильностью АЧХ и позволяет независимо перестраивать добротность, резонансную частоту и коэффициент передачи на этой частоте. При условии $R12=R13$ и $R16\,C2=R20\,C3$ добротность звена

$$Q=\frac{1}{2}\left[1+\frac{R11(R10+R8+R9)}{R10(R8+R9)}\right],$$

частота резонанса (в верхнем по схеме положении движков резисторов R14 и R18)

$$f_p=\frac{1}{2\pi\sqrt{R16C2R20C3}},$$

а коэффициент передачи на частоте $K_p=-R11/R10$.

Особенностью «биквада» является независимость резонансного коэффициента передачи от добротности, частоты настройки и несогласованности сопротивления сдвоенных резисторов R14 и R18, используемых для регулировки резонансной частоты.

Параллельное включение фильтров с последующим суммированием, применяемое в графических эквалайзерах, не позволяет получить линейную АЧХ параметрического эквалайзера в среднем положении регуляторов из-за несогласованности резонансной частоты и добротности фильтров. Можно включать фильтры в цепь дополнительной ветви отрицательной ОС инвертирующего усилителя на ОУ DA2, образованной для фильтра Z1 резистором R5. В полосе задерживания этого фильтра коэффициент передачи эквалайзера равен $K_U=R3/R2$ и не зависит от положения движка резистора R5. В полосе пропускания фильтра Z1 резистор R5, сам фильтр и резистор R17 образуют контур отрицательной ОС, действие которой в зависимости от положения движка резистора R5 эквивалентно подключению резистора с сопротивлением $R17\,K_{z1}(f)$ параллельно резистору R2 или R3. При этом глубина регулировки тембра составляет от

$$\frac{R2+R17K_{z1}(f)}{R17K_{z1}(f)} \text{ до } \frac{R17K_{z1}(f)}{R17K_{z1}(f)+R3}.$$

При указанных на схеме номиналах на резонансной частоте $K_{z1}(f_p)=1$ глубина регулирования тембра

равна $\pm 20\lg\frac{R3}{R17}=\pm 20$ дБ

В среднем положении движка резистора R5 фильтр Z1 и резистор R17 оказываются включенными в диагональ сбалансированного моста, поэтому АЧХ эквалайзера линейна как в полосе прозрачности, так и в полосе задерживания фильтра. Такие же свойства сохраняются и для произвольного числа дополнительных ветвей отрицательной ОС с фильтрами, имеющими любые добротность и резонансную частоту

Входное сопротивление эквалайзера 1 МОм, выходное 100 Ом. Добротность каждого фильтра можно регулировать в пределах от 0,9 до 9. Параметрический эквалайзер с максимальной добротностью обладает почти в 10 раз большей избирательностью, чем графический октавный, поэтому при подавлении нежелательных узкополосных интерференционных свистов или фона с частотой сети он искажает звуковую программу в значительно меньшей степени, чем любые другие регуляторы тембра.

Фильтры верхних и нижних частот (ФВЧ и ФНЧ) применяют для подавления инфра- и ультразвуковых помех, сопровождающих полезный сигнал. Помехи, вызванные вибрацией привода ЭПУ, короблением грампластинок и фликер-шумами чувствительных усилителей, расположены в инфразвуковой и нижней части звуковой области частот, а сигнал поднесущей ЧМ стереовещания и тока подмагничивания магнитофонов — в ультразвуковой. Прохождение таких сигналов на входы УМ и АС ухудшает качество звуковоспроизведения вследствие действия сопутствующих им интермодуляционных искажений

В высококачественных предварительных усилителях используют, как правило, ФНЧ и ФВЧ

Таблица 4.5. **Значения элементов пятиполосного параметрического эквалайзера (рис. 4.35)**

Фильтр	R16=R20, кОм	C2=C3, пФ	Пределы перестройки, Гц	Средняя частота, Гц
Z1	30	22 000	16...245	90
Z2	22	10 000	46...750	250
Z3	15	4 700	160...2 200	700
Z4	16	1 500	400...6 800	2 000
Z5	12	680	1000...19 000	4 600

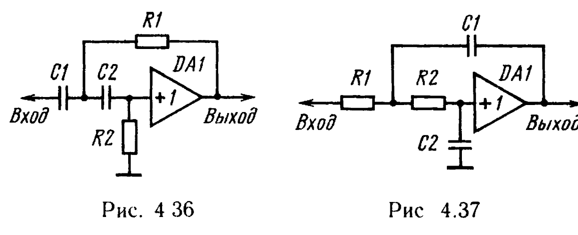


Рис. 4 36 Рис 4.37

второго порядка, обеспечивающие крутизну спада АЧХ в полосе задерживания 12 дБ/октава. Фильтры более высоких порядков сложны и имеют худшую переходную характеристику, а первого порядка — меньшую эффективность.

Наибольшее распространение находят фильтры, построенные на повторителях напряжения. Схема типового звена ФВЧ показана на рис. 4.36. Его частота среза по уровню — 3 дБ равна $f_{среза}=\frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}}$, а коэффициент передачи в полосе пропускания ($f>f_{среза}$) равен 1. Для достижения максимально ровной (плоской) АЧХ в полосе пропускания целесообразно выбрать C1=C2=C, тогда

$$R1=\frac{1}{2\sqrt{2}\pi C f_{среза}},\ а\ R2=2R1.$$

Схема типового звена ФНЧ изображена на рис. 4.37. Его частота среза, как и в звене ФВЧ, равна

$$f_{среза}=\frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}},$$

а коэффициент передачи в полосе пропускания ($f<f_{среза}$) равен 1 При условии R1=R2=R максимально ровную АЧХ в полосе пропускания определяют конденсаторы

$$C2=\frac{1}{2\sqrt{2}\pi R f_{среза}},\ C1=2C2.$$

В качестве единичных повторителей напряжения в обоих фильтрах можно использовать эмиттерные повторители или интегральные ОУ, инвертирующий вход которых соединен с выходом. Для обеспечения нормального режима по постоянному току (при гальванической связи с предыдущим каскадом предварительного усилителя) необходимо выполнение условия $R2<(0,1...0,2)/I_{вх}$ для ФВЧ по схеме на рис. 4.36 и $R1+R2<(0,1...0,2)/I_{вх}$ для ФНЧ, где под $I_{вх}$ подразумевают постоянный входной ток повторителей (т. е. ток неинвертирующего входа ОУ или ток базы транзистора). Выходное сопротивление предыдущего каскада предварительного усилителя не должно превышать значения R1/(5...10), емкости конденсаторов C1 и C2 должны быть намного больше входной емкости повторителя.

Исключение из рассмотренных устройств резисторов R1 и конденсаторов C1 преобразует их в ФВЧ и ФНЧ первого порядка с крутизной спада АЧХ 6 дБ/октава и частотой среза $f_{среза}=1/(2\pi R2C2)$.

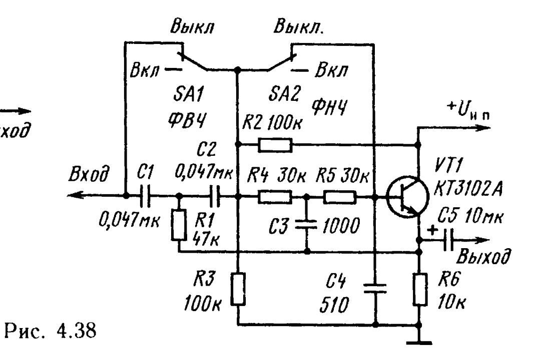


Рис. 4.38

Частота среза ФВЧ, применяемых в ПУ, зависит от порядка фильтра и спектра помехи и в большинстве случаев находится в пределах 20. .100 Гц. Частота среза ФНЧ лежит в пределах 10...20 кГц, а при прослушивании старых грампластинок или АМ радиостанций не превышает 5...8 кГц.

На рис. 4 38 показана практическая схема комбинированного фильтра. Он состоит из двух последовательно соединенных звеньев второго порядка. Фильтр верхних частот образуют элементы C1, R1, C2, R2, R3, а ФНЧ — R4, C3, R5, C4 Резисторы R2 и R3 на постоянном токе задают напряжение смещения транзистора VT1, а по переменному току включены параллельно. Частота среза ФВЧ равна 70 Гц, а ФНЧ — 8 кГц. Переключателями SA1 и SA2 можно независимо отключать ФВЧ или ФНЧ. Включенный ФНЧ подавляет паразитное напряжение поднесущей ЧМ стереовещания ($f_п$=31,25 кГц) более чем на 20 дБ.

Для борьбы с инфразвуковыми помехами, возникающими при проигрывании сильно покоробленных грампластинок, частоту среза ФВЧ второго порядка приходится повышать до 100 Гц и более, что заметно ослабляет звуковую программу на низших частотах На рис 4 39 показана схема ФВЧ четвертого порядка, имеющего частоту среза 30 Гц и не искажающего спектр полезного сигнала. Крутизна спада АЧХ этого фильтра в полосе задерживания равна 24 дБ/октава, а подавление помех коробления, максимум частотного спектра которых находится в пределах 2...7 Гц, достигает 25. 30 дБ.

Высокой эффективностью подавления помех коробления стереофонической грамзаписи обладают суммирующие ФВЧ Принцип их действия основан на суммировании сигналов обоих стереоканалов на низших частотах Поскольку по-

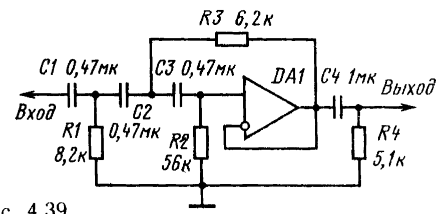


Рис. 4.39

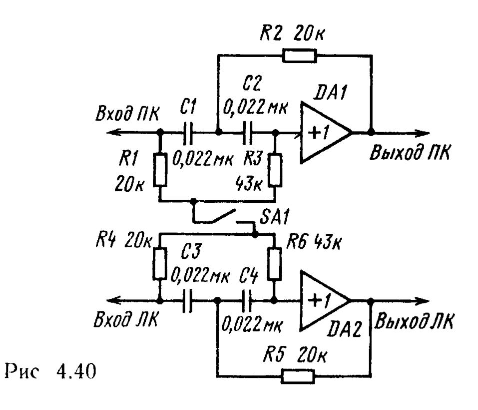


Рис 4.40

коробленные грампластинки и привод ЭПУ создают вибрации преимущественно в вертикальной плоскости, им соответствуют противофазные сигналы на канальных выходах ЭПУ С другой стороны, реальные звуковые сигналы содержат преимущественно синфазные компоненты низших частот Таким образом, суммирование сигналов левого и правого каналов (т. е. их преобразование в монофонический сигнал) приведет к компенсации помех коробления и в то же время практически не исказит спектр звукового сигнала. Стереоэффект при этом не ухудшится, поскольку его формируют преимущественно компоненты средних и высших частот.

Схема суммирующего ФВЧ второго порядка показана на рис 4.40. При разомкнутых контактах выключателя SA1 АЧХ устройства линейна для любого сочетания сигналов на входах, поскольку конденсаторы C1, C2 и C3, C4 шунтированы резисторами R2, R3 и R4, R6 При замыкании контактов АЧХ становится зависимой от соотношения фаз сигналов в левом и правом каналах При их противофазности напряжение общей точки резисторов R1, R3, R4 и R6 в силу симметрии цепи равно нулю, т е. устройство эквивалентно двум ФВЧ с частотой среза 250 Гц и крутизной спада АЧХ в полосе задерживания 12 дБ/октава. Подавление противофазных составляющих на частотах 60 и 20 Гц достигает соответственно 20 и 40 дБ. Для синфазных сигналов напряжение общей точки резисторов R1, R3 равно напряжению общей точки резисторов R4, R6 и не зависит от положения контактов выключателя SA1, поэтому АЧХ устройства линейна.

Усилители-корректоры предназначены для усиления и частотной коррекции сигналов магнитных головок звукоснимателей ЭПУ. Чувствительность магнитных головок составляет от 0,7 до 2 мВ/(см/с), что при максимальном уровне модуляции канавки грампластинки на частоте 1000 Гц, равном 7,1 см/с, соответствует напряжению от 5 до 14 мВ. В связи с этим усилитель-корректор является звеном, определяющим относительный уровень шумов всего усилительного тракта Необходимость частотной коррекции объясняется введением при записи предыскажений, позволяющих повысить динамический диапазон грамзаписи, который ограничен допустимой амплитудой смещения канавки (50 мкм) и шероховатостью ее поверхности. Для того чтобы суммарная АЧХ механической записи-воспроизведения была линейна, АЧХ усилителя-корректора при воспроизведении идеальной магнитной головкой (без собственных частотных искажений) должна быть обратна АЧХ предкоррекции. Стандартные значения нормированной АЧХ усилителя-корректора приведены в табл 4.6 и могут быть выражены в децибелах как

Таблица 4.6. **Стандартные значения нормированной АЧХ усилителя-корректора**

f, Гц	K, дБ	f, Гц	K, дБ
20 000	—19,61	800	0,76
18 000	—18,71	630	1,64
16 000	—17,7	400	3,79
14 000	—16,56	315	5,19
12 000	—15,6	200	8,23
10 000	—13,73	100	13,1
8 000	—11,88	80	14,51
6 000	—9,97	63	15,86
5 000	—8,2	50	16,95
4 000	—6,6	40	17,8
3 000	—5,04	31	18,53
2 000	—2,58	20	19,28
1 000	0		

$$K(f)=10\lg\left[1+\frac{1}{(2\pi f\tau_2)^2}\right]-10\lg[1+(2\pi f\tau_1)^2]-10\lg\left[1+\frac{1}{(2\pi f\tau_3)^2}\right],$$

где $\tau_1=75$ мкс, $\tau_2=318$ мкс, $\tau_3=3180$ мкс — постоянные времени цепей RC, соответствующие частотам перегиба АЧХ $f_1=1/(2\pi\tau_1)=2120$ Гц, $f_2=1/(2\pi\tau_2)=500$ Гц, $f_3=1/(2\pi\tau_3)=50$ Гц.

В большинстве усилителей АЧХ коррекции формирует частотно-зависимая отрицательная последовательная ОС, снижающая коэффициент гармоник и выходное сопротивление усилителя-корректора и повышающая его входное сопротивление При этом возможно наиболее рационально использовать усилительные и шумовые свойства транзисторов. Схема усилителя-корректора с последовательно отрицательной ОС по напряжению показана на рис 4.41 Положив коэффициент усиления на частоте 1 кГц равным K_0, расчет цепи ОС можно выполнить по формулам

$R2=(K_0-1)\,R1/1{,}1$; $C2=\tau_1/R2$; $C3=\tau_2/R2$, $R3=\tau_3/C3$

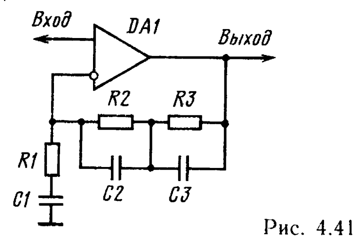


Рис. 4.41

При выборе резистора R1 необходимо учитывать, что увеличение его сопротивления ухудшает шумовые параметры усилителя, а уменьшение требует увеличения емкости блокирующего конденсатора C1 (для исключения потерь на частоте $f_н$ его емкость должна удовлетворять неравенству $C1 > 1/(\pi f_н R1)$ и емкостей конденсаторов C2, C3, нагружающих выход усилителя и ограничивающих максимальное выходное напряжение на высших частотах. Приемлемые значения R1 лежат в пределах 100 Ом...1 кОм.

Рассчитанная таким образом отрицательная ОС обеспечивает стандартную АЧХ коррекции, если во всем звуковом диапазоне частот ее глубина $\beta_{ос} K_U \gg 1$ (где K_U — коэффициент усиления усилителя с разомкнутой цепью ОС, $\beta_{ос}$ — коэффициент передачи цепи ОС), поскольку при этом коэффициент усиления усилителя-корректора и коэффициент передачи цепи ОС обратны: $K_U = 1/\beta_{ос}$. Если же глубина ОС невелика, то коэффициент передачи усилителя определяется по формуле $K_{U\,ос} = K_U/(1+\beta_{ос} K_U)$ и АЧХ может значительно отличаться от требуемой. Например, при $\beta_{ос} K_U = 5{,}5$ дБ реальный коэффициент усиления почти на 4 дБ меньше, чем при $\beta_{ос} K_U = \infty$. Чтобы это отличие не превышало 1 дБ, произведение $\beta_{ос} K_U$ не должно быть меньше 20 дБ.

Для достижения линейности АЧХ канала механического воспроизведения точного соответствия АЧХ усилителя значением табл. 4.6 недостаточно, так как общая АЧХ может быть искажена механическими и электрическими резонансами системы грампластинка — головка — тонарм - усилитель. Механический резонанс подвижной системы головки с материалом грампластинки приводит к увеличению амплитуды колебания конца иглы звукоснимателя по сравнению с амплитудой смещения канавки. Частота этого резонанса

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{m_1 c_1}},$$

где m_1 — эффективная масса подвижной системы; c_1 — гибкость материала грампластинки. Для винилитовых грампластинок $c_1 = 5\cdot 10^{-5}$ м/Н и головок среднего качества с $m_1 = 1$ мг $f_p = 22{,}5$ кГц. Механическое демпфирование этого резонанса определяется материалом и конструкцией гибкой подвески иглодержателя и для современных головок позволяет ограничить резонансный пик до 4...10 дБ.

Модуль коэффициента передачи входной цепи головка звукоснимателя-усилителя (рис. 4.42) определяется выражением

$$K_{вх}(f) = \frac{1}{\sqrt{[1-(2\pi f)^2 L_г C_{вх}]^2 + \left(\frac{2\pi f L_г}{R_{вх}}\right)^2}}.$$

Графики этой функции для $R_{вх} = 47$ кОм и $L_г = 0{,}7$ Гн и различных $C_{вх}$ изображены на рис. 4.42, *б*. Емкость $C_{вх}$ складывается из емкости соединительного кабеля от ЭПУ к усилителю (типовая емкость погонного метра кабеля — 150...200 пФ) и емкости конденсатора, включенного параллельно входу усилителя-корректора.

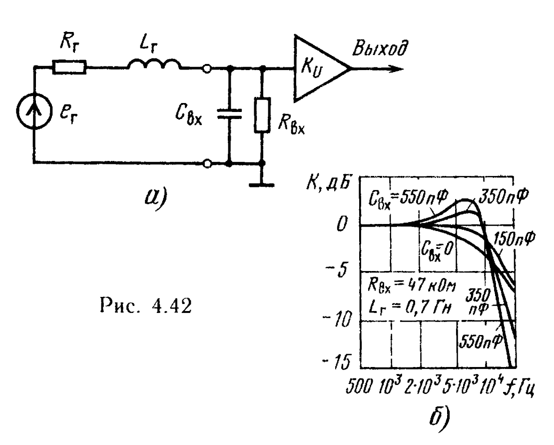


Рис. 4.42

Подбором емкости этого конденсатора можно в значительной степени скомпенсировать резонансный пик, обусловленный механическим резонансом. Оптимальное значение $C_{вх}$, обеспечивающее наиболее равномерную АЧХ канала воспроизведения при стандартном $R_{вх} = 47$ кОм, указывают в паспорте головки.

С рассмотренной коррекцией АЧХ системы головка — усилитель — корректор на частотах выше $f_{р\,в}$ спадает с крутизной 24 дБ/октава, поэтому верхняя граница частотного диапазона практически определяется частотой механического резонанса (в конечном счете массой подвижной системы). Некоторое смещение этой границы в сторону высоких частот может быть достигнуто включением в цепь отрицательной ОС (рис. 4.41) последовательно с конденсатором C2 дополнительного резистора, который ограничивает ее глубину на высших звуковых частотах. Сопротивление R этого резистора можно определить исходя из условия $R = 1/(2\pi f' C2)$, где f' — частота, на которой спад АЧХ системы головка — усилитель равен 3 дБ. Дополнительное преимущество применения корректирующего резистора — увеличение скорости нарастания выходного напряжения, что увеличивает перегрузочную способность на высших звуковых частотах.

Масса головки звукоснимателя с тонармом образует с ее подвижной системой механический колебательный контур с частотой резонанса $f_{р\,н} = \frac{1}{2\pi\sqrt{m_2 C2}}$, где m_2 — эффективная масса тонарма и головки, C2 — гибкость подвижной системы головки. Для типовых $m_2 = 10$ г и $C2 = 20\cdot 10^{-3}$ н/М частота $f_{р\,н} = 11{,}3$ Гц приходится на область инфразвуковых частот. Действие этого резонанса проявляется в паразитной частотной модуляции и интермодуляционных искажениях звукового сигнала, возникающих из-за коробления грампластинки и большого усиления усилителя-корректора на частотах 1...10 Гц. Для снижения этих искажений рекомендуется уменьшать коэффициент усиления усилителя на частотах ниже 20 Гц, что соответствует постоянной времени $\tau_4 = 7950$ мкс. Амплитудно-частотная характеристика, задаваемая четырьмя постоянными времени $\tau_1 = 75$ мкс, $\tau_2 = 318$ мкс, $\tau_3 = 3180$ мкс и $\tau_4 = 7950$ мкс (получившая название RIAA—78), практически не искажает спектра фонограммы, а

Таблица 4.7. **Нормированные значения АЧХ усилителя-корректора**

f, Гц	K, дБ	ΔK, дБ	f, Гц	K, дБ	ΔK, дБ
20 000	—19,61		400	3,78	—0,01
18 000	—18,71		315	5,17	—0,018
16 000	—17,7		200	8,19	—0,04
14 000	—16,56		100	12,92	—0,18
12 500	—15,6		80	14,25	—0,26
10 000	—13,73		63	15,44	—0,42
8 000	—11,88		50	16,3	—0,65
6 300	—9,97		40	16,83	—0,97
5 000	—8,2		31	17,02	—1,51
4 000	—6,6		20	16,27	—3,01
3 150	—5,04		10	12,75	—7
2 000	—2,58		8	11,2	—8,61
1 000	0		4	5,74	—14,15
800	0,76		2	—0,14	—20,05
630	1,64		1	—6,09	—26

инфразвуковую помеху коробления подавляет в среднем на 15 дБ. Нормированные значения этой АЧХ и ее отличие (ΔK) от АЧХ с тремя частотами перехода показаны в табл. 4.7.

Коррекцию с постоянной времени τ_4 можно реализовать установкой на входе усилителя-корректора разделительного конденсатора емкостью $C_р = \tau_4/R_{вх} = 0{,}17$ мкФ или подборкой конденсатора C1 цепи отрицательной ОС (рис. 4.41) исходя из условия $C1 = \tau_4/R1$. Первый вариант позволяет наиболее просто модернизировать существующие усилители-корректоры, а второй предпочтителен при разработке высококачественных усилителей-корректоров, так как уменьшает не только помехи коробления, но и фликер-шумы.

Уровень собственных шумов определяется выбором не только типа и режимов усилительных элементов входного каскада, но и схемы усилителя-корректора. Шумовые свойства отражает эквивалентная схема шумящего четырехполюсника, изображенная на рис. 4.43, в которой реальный усилитель представлен в виде нешумящего усилителя А, имеющего одинаковый с реальным коэффициент усиления, и действующих в его входной цепи эквивалентных источников ЭДС $e_ш$ шума и шумового тока $i_ш$.

Общее напряжение шумов, приведенное ко входу усилителя, определяется шумовой ЭДС $e_ш$, падением шумового напряжения на внутреннем сопротивлении источника (магнитной головке с сопротивлением потерь $R_г$ и индуктивностью $L_г$), вызванного протеканием по нему шумового тока $i_ш$, и напряжением тепловых шумов сопро-

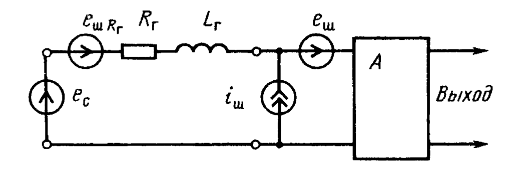


Рис. 4.43

тивления $R_г$. С учетом стандартной АЧХ усилителя-корректора и АЧХ взвешивающего фильтра субъективного восприятия шумов «МЭК-А» напряжение шумов усилителя, приведенное ко входу, при использовании во входном каскаде биполярного транзистора можно оценить по формуле

$$U_{ш\,б} = \sqrt{(1{,}6\cdot 10^{-20}(R_г + r_б N) + 2\cdot 10^{-22} N/I_К]\,1{,}3\cdot 10^4 + 3{,}2\cdot 10^{-19} I_Б \times [R_г^2(1{,}3\cdot 10^4 + 5f_ф) + 3{,}3\cdot 10^9 L_г^2 (8{,}7\cdot 10^3 + f_ф)]}, \quad (4.1)$$

а при использовании во входном каскаде полевого транзистора

$$U_{ш\,п} = 1{,}3\cdot 10^{-10}\sqrt{1{,}3\cdot 10^4 R_г + \frac{0{,}7N}{S} \times (1{,}3\cdot 10^4 + 5f_ф)} \quad (4.2)$$

В этих формулах $N = 1$ для входного каскада по схеме ОЭ (ОИ), $N = 2$ для входного дифференциального каскада с симметричным выходом и $N = 4...6$ для входного дифференциального каскада с несимметричным выходом. Если входной каскад охвачен местной последовательной отрицательной ОС, то вместо сопротивления $r_б$ в формуле (4.1) и $R_г$ в формуле (4.2) следует подставлять соответственно $r_б + R_э$ и $R_г + R_и$, где $R_э$ и $R_и$ — незашунтированная конденсатором часть сопротивления резистора в цепи эмиттера или истока входного транзистора. При использовании общей отрицательной ОС роль $R_э$ и $R_и$ играет сопротивление резистора R1 (рис. 4.44).

Практическая схема усилителя-корректора на биполярных транзисторах изображена на рис. 4.44. Два первых каскада построены по схеме ОЭ на транзисторах разной структуры. Благодаря использованию непосредственной связи во всех каскадах режим по постоянному току всего усилителя жестко стабилизирован петлей отрицательной ОС R9, R10. Выходной каскад выполнен по схеме эмиттерного повторителя (VT3) с термокомпенсированным генератором тока (VT4) в цепи эмиттера. Положительная ОС через конденсатор C8 более чем в 10 раз увеличивает эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT2 и коэффициент усиления второго каскада. Кроме этого она поддерживает практически неизменным ток коллектора этого транзистора при наличии сигнала, что исключает нелинейность, вызванную зависимостью статического коэффициента передачи тока от тока коллектора. Аналогичную роль в генераторе тока на транзисторе VT4 играет конденсатор C9.

Стандартную АЧХ коррекции формирует цепь частотно-зависимой отрицательной ОС R8, C4, R9, C5, R10, C6, а необходимое входное сопротивление $R_{вх} = 47$ кОм обеспечено параллельным включением резистора R1, «заземляющего» по постоянному току вход усилителя, и резистора R5 в цепи базы транзистора VT1. Конденсатор C2 фильтрует пульсации напряжения смещения транзисторов VT1 и VT4, а цепь C3, R6 и конденсатор C7 устраняют самовозбуждение усилителя.

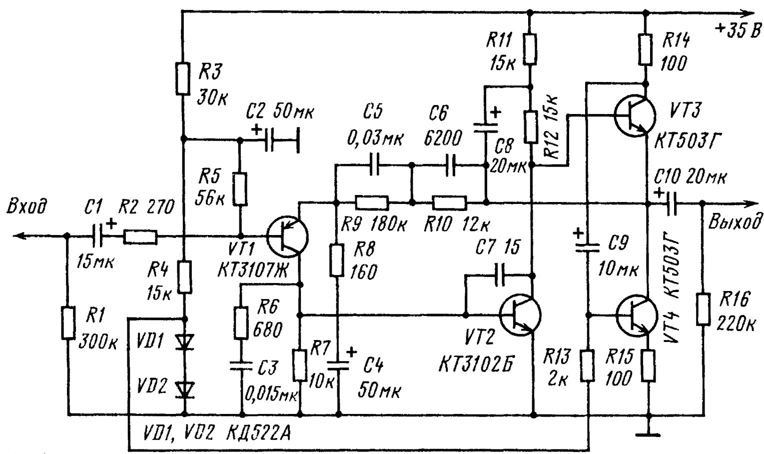


Рис 4 44

Для получения минимального уровня собственных шумов во входном каскаде необходимо использовать транзисторы с максимальным коэффициентом передачи тока $h_{21э}$, минимальным сопротивлением базы $r_б$ и минимальной частотой среза фликер-шума $f_ф$. Этим требованиям в наибольшей степени удовлетворяют транзисторы серии КТ3107 с $h_{21э}=150...800$, $r_б=200...400$ Ом и $f_ф=1...5$ кГц. Несколько худшими параметрами обладают малошумящие транзисторы серий КТ3102, КТ342, КТ373 ($r_б=600...1500$ Ом, $f_ф=3...15$ кГц), КТ209, КТ501 ($r_б=50...250$ Ом, $f_ф=5...20$ кГц). Использование транзисторов серий КТ312, КТ315, КТ361 и т. п. во входном каскаде усилителя дает еще более худшие результаты вследствие высокой частоты среза фликер-шума (более 15...40 кГц) и возможно только при специальном отборе транзисторов.

Усилители-корректоры, построенные на микросхемах общего назначения (серий К140 и К153), также не отличаются высокими параметрами. Объясняется это тем, что для УЗЧ наиболее важен уровень шумов и нелинейных искажений (как правило, не нормируемых для ОУ), а параметры ОУ, соответствующие его основному назначению как УПТ (смещение и дрейф нуля, разность входных токов и т. п.), имеют второстепенное значение. Пример схемы усилителя-корректора, в котором органично сочетаются шумовые параметры дискретного малошумящего транзистора и усилительные свойства ОУ, показан на рис. 4.45. Цепь эмиттера входного транзистора VT1 питается постоянным током с выхода ОУ через резисторы R10, R11. Режим работы транзистора стабилизирован глубоко отрицательной ОС по постоянному току через эти резисторы, поддерживающей напряжение на коллекторе транзистора равным напряжению на неинвертирующем входе ОУ DA1 (около – 5 В), а ток коллектора равным 35 мкА. Транзистор усиливает сигнал до уровня, при котором входными шумами ОУ, дающего основное усиление, можно пренебречь. Амплитудно-частотную характеристику коррекции формирует стандартная цепь частотнозависимой отрицательной ОС С3, R7, R10, С5, R11, С6. Для снижения искажений «ступенька» предусмотрен резистор R12. При этом выходной ток ОУ знака не меняет, т. е. его выходная ступень работает в искусственно созданном режиме А, а нелинейные искажения снижаются более чем в 10 раз.

Специализированные микросхемы с малым уровнем шумов и нелинейных искажений на звуковых частотах позволяют создавать усилители-корректоры без дополнительных усилительных элементов. На рис. 4.46 показана схема усилителя на малошумящем сдвоенном ОУ К157УД2,

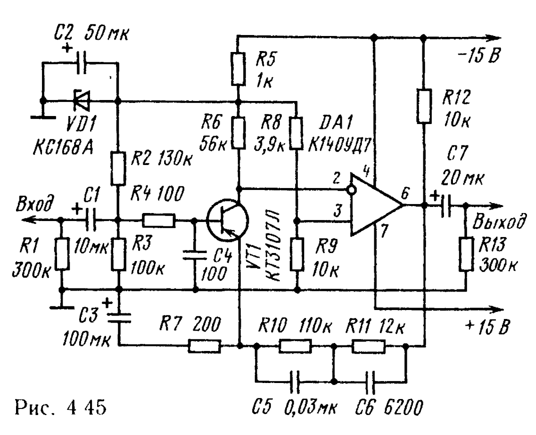


Рис. 4 45

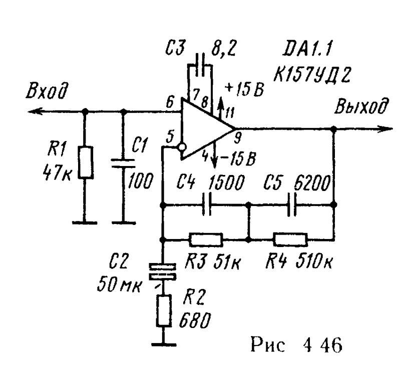


Рис 4 46

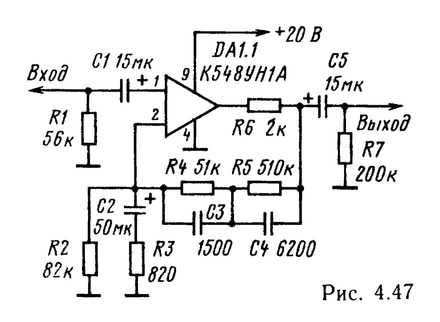


Рис. 4.47

у которого типовое значение ЭДС шумов, приведенной ко входу, равно 1,2..1,8 мкВ. Двухтактный выходной каскад этого ОУ работает в режиме АВ с начальным током в несколько миллиампер и обеспечивает высокую линейность Усилитель-корректор содержит цепь отрицательной ОС С1, R2, С4, R3, С5, R4, формирующей АЧХ коррекции. Конденсатор внешней частотной компенсации АЧХ ОУ С3 обеспечивает устойчивость усилителя Двухполярное питание позволяет непосредственно подключать головку звукоснимателя и исключает вероятный источник дополнительного шума — входной разделительной оксидный конденсатор, а также смягчает требования к допустимому уровню пульсаций питающего напряжения. Кроме К157УД2 для использования в усилителе-корректоре пригодны малошумящий сдвоенный ОУ КМ551УД2 (типовое значение ЭДС шума 1,6 мкВ) и КР544УД1.

Низким уровнем шумов отличается интегральный УЗЧ К538УН1 и его сдвоенный вариант К548УН1. Здесь входной каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя, содержит внутренние цепи смещения и обеспечивает ЭДС шумов около 1 мкВ. Внутренняя частотная компенсация обеспечивает устойчивость усилителя для коэффициента усиления с замкнутой цепью отрицательной ОС не менее 10. Схема усилителя-корректора на УЗЧ К548УН1 изображена на рис 4 47 Резистор R1 совместно с входным сопротивлением микросхемы (примерно 300 кОм) определяет стандартное входное сопротивление усилителя (47 кОм). Амплитудно-частотная характеристика коррекции формирует цепь частотно-зависимой отрицательной ОС С2, R3, С3, R4, С4, R5 Резистор R6 предотвращает самовозбуждение Благодаря наличию внутреннего стабилизатора напряжения требования к уровню пульсаций питающего напряжения относительно невысоки.

Минимальный уровень собственных шумов усилителя-корректора с входным каскадом на биполярном транзисторе соответствует току коллектора $I_К=5..15$ мкА, при котором усилительные, частотные свойства транзистора и термостабильность режима неудовлетворительны В реально используемом режиме ($I_К=30...100$ мкА) уровень шумов возрастает из-за падения шумового напряжения на полном эквивалентном сопротивлении головки звукоснимателя, вызванного протеканием по нему тока «дробовых» шумов базы. В связи с этим относительный уровень шумов усилителя на биполярных транзисторах не удается уменьшить ниже минус 72..75 дБ относительно стандартного уровня входного сигнала 5 мВ на частоте 1 кГц.

В высококачественном усилителе-корректоре, схема которого показана на рис 4.48, входной каскад выполнен на полевых транзисторах, шумовой ток затвора которых пренебрежимо мал, поэтому относительный уровень собственных шумов определяется практически тепловыми шумами канала полевого транзистора и не превышает минус 82 дБ С целью термостабилизации режима по постоянному току и удобства подключения цепей отрицательной ОС входной каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя. Компенсацию шумов цепей истоков полевых транзисторов и пульсаций питающего напряжения обеспечивает второй дифференциальный каскад на биполярных транзисторах VT3, VT4.

Выходной каскад построен по схеме ОЭ на транзисторе VT5 с активной нагрузкой цепи коллектора — генератором тока на транзисторе VT6 и термокомпенсирующих диодах VD1, VD2. Головку звукоснимателя подключают ко входу усилителя без разделительного конденсатора, поскольку токи утечки затвора полевого транзистора незначительны.

Амплитудно-частотную характеристику усили-

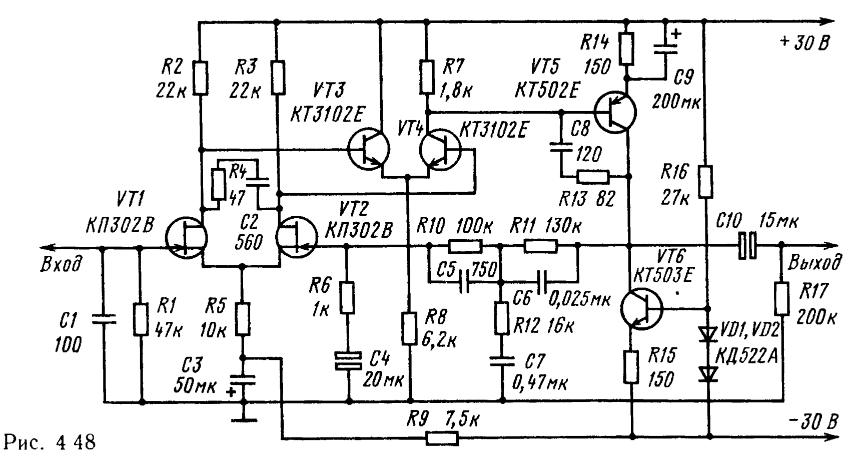


Рис. 4 48

теля формирует цепь частотно-зависимой отрицательной ОС R10, C5, R11, C6, R12, C7. Частоту перегиба АЧХ, соответствующую постоянной времени τ_1, формирует цепь R12, C7, в которой вместо оксидного конденсатора, имеющего низкую стабильность, использован пленочный конденсатор сравнительно небольшой емкости. Остальные постоянные времени коррекции определяются выражениями

$$\tau_1 = R10C5,\quad \tau_2 = \frac{R10\ R12}{R10+R12}C6,\quad \tau_3 = R11\ C6.$$

Цепь R6, C4 дополнительно ослабляет усиление на частотах ниже 8 Гц, а C2, R4 и C8, R13 устраняют возможность самовозбуждения. Полевые транзисторы на входе и генератор тока в выходном каскаде в сочетании с повышенным напряжением питания обеспечивают высокие линейность и перегрузочную способность усилителя (коэффициент гармоник при 30-краткой перегрузке не превышает 0,03 %).

4.3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Диапазон эффективно воспроизводимых частот измеряют при установке регуляторов тембра и тонкомпенсированного регулятора громкости в положение линейной АЧХ. Сигнал на вход испытуемого усилителя подают через резистор, сопротивление которого равно выходному сопротивлению источника сигнала, а к выходу усилителя подключают резистор с сопротивлением, равным номинальному сопротивлению нагрузки. Установив на частоте 1 кГц входное напряжение на 10 дБ ниже номинального уровня, его поддерживают постоянным, а частоту сигнала изменяют до тех пор, пока выходное напряжение не выйдет за пределы поля допустимых отклонений АЧХ.

При измерении отклонения от заданной АЧХ усилителей-корректоров для магнитной головки звукоснимателя целесообразно во избежание ограничения сигнала и влияния помех поддерживать постоянным выходное напряжение, регулируя напряжение источника сигнала при изменении частоты. В этом случае АЧХ усилителя будет обратна частотной зависимости напряжения источника сигнала.

Рассогласование стереоканалов по усилению измеряют по АЧХ, снимаемым в диапазоне частот 250...6300 Гц при различных положениях регулятора громкости. Значение рассогласования вычисляют в децибелах по формуле $S = 20\lg \times \times \frac{U_{вых\ max}}{U_{вых\ min}}$, где $U_{вых\ max}$ — наибольшее выходное напряжение одного из двух каналов, $U_{вых\ min}$ — наименьшее выходное напряжение другого канала при том же положении регулятора громкости.

Коэффициент гармоник измеряют при номинальной выходной мощности (для предварительных усилителей — при максимальном выходном напряжении, для усилителей-корректоров — при максимальном входном напряжении на частоте 1 кГц) измерителем нелинейных искажений, подключенным к выходу усилителя. Измерять его можно и анализатором спектра, определяя напряжение не менее чем пяти низших гармоник на выходе усилителя. Коэффициент гармоник в этом случае вычисляют по формуле, справедливой при $K_г \leqslant 10$ %,

$$K_г = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{5} U_n^2}}{U_1},$$

где U_n — напряжение n-й гармоники; U_1 — напряжение основной гармоники.

Используемый генератор синусоидального напряжения должен иметь собственный коэффициент гармоник, по крайней мере втрое меньший, чем у испытываемого усилителя.

Коэффициент интермодуляционных искажений измеряют, подавая на вход усилителя сигналы двух генераторов, подключенных через резистивный сумматор, схема которого изображена на рис. 4.49. Напряжение на выходе усилителя устанавливают равным 0,8 номинального (номинальное напряжение на выходе УМ соответствует номинальной выходной мощности) при подаче на вход 1 сумматора синусоидального напряжения частотой $f_1 = 250$ Гц от первого генератора при выключенном втором генераторе. Затем при выключенном первом генераторе на вход 2 подают синусоидальное напряжение частотой $f_2 = 8$ кГц от второго генератора и регулятором выходного уровня этого генератора устанавливают на выходе усилителя напряжение, равное 0,2 номинального. После этого включают оба генератора и анализатором спектра измеряют комбинационные составляющие выходного напряжения усилителя на частотах f_2+f_1, f_2-f_1, f_2+2f_1, f_2-2f_1, f_2+3f_1, f_2-3f_1. Коэффициент интермодуляционных искажений вычисляют по формуле

$$K_{ии} = \frac{\sqrt{(U_{f2+f1}+U_{f2-f1})^2+(U_{f2+2f1}+U_{f2-2f1})^2+(U_{f2+3f1}+U_{f2-3f1})^2}}{U_{f2}},$$

где индексы означают частоту соответствующей составляющей.

Коэффициент интермодуляционных искажений может быть определен и другим способом. Для его реализации к выходу усилителя подключают октавный полосовой фильтр со средней частотой полосы пропускания f_2. К выходу фильтра подключают амплитудный демодулятор, на выходе которого измеряют постоянное напряжение $U_=$ и среднеквадратическое значение переменного напряжения $U_\sim$. Коэффициент интер-

R1 10к
Вход1
R2 10к
Выход
Вход2
R3
510

Рис. 4.49

модуляционных искажений вычисляют по формуле $K_{им} = \frac{U_{\sim}}{U_{=}}\sqrt{2}$

Переходное затухание между стереоканалами определяют, подавая на вход правого канала усилителя напряжение с уровнем, обеспечивающим на выходе номинальное напряжение (номинальную выходную мощность для УМ), а вход левого канала замыкают на общий провод через резистор — эквивалент внутреннего сопротивления источника. Напряжение измеряют на выходе каналов. Затем каналы меняют местами и снова проводят измерения. Переходное затухание вычисляют в децибелах по формуле $a_к = 20 \lg \frac{U_{вых\,1}}{U_{вых\,2}}$, где $U_{вых\,1}$ — выходное напряжение испытуемого канала, $U_{вых\,2}$ — выходное напряжение второго канала, обусловленное воздействием испытуемого канала.

Переходное затухание между входами измеряют, подавая на один из входов усилителя (через включенный последовательно эквивалент внутреннего сопротивления источника) напряжение с уровнем, обеспечивающим на выходе номинальное напряжение. При этом другие входы усилителя должны быть замкнуты на общий провод через соответствующие эквиваленты. Переключателем входов усилителя поочередно подсоединяют замкнутые входы, не снимая напряжения с подключенного к генератору входа. Переходное затухание между входами вычисляют в децибелах по формуле

$$a_в = 20 \lg \frac{U_{вых\,1}}{U_{вых\,n}},$$

где $U_{вых\,1}$ — номинальное выходное напряжение, $U_{вых\,n}$ — выходное напряжение при включении n-го замкнутого на землю входа, обусловленное воздействием напряжения на подключенном к генератору входе.

Отношение сигнал-взвешенный шум измеряют с помощью подключенного к выходу усилителя специального взвешивающего фильтра, приближающего результат объективных измерений к субъективной оценке уровня шумов. Амплитудно-частотная характеристика взвешивающего фильтра, стандартизованная международной электротехнической комиссией, примерно соответствует кривой, равной громкости 30 фон, и носит название «МЭК-А». Значения АЧХ МЭК-А приведены в табл. 4.8, а схема взвешивающего фильтра показана на рис. 4.50. Кроме указанного на схеме, в фильтре можно использовать практически любой ОУ, АЧХ которого скорректирована для обеспечения устойчивости при коэффициенте усиления, равном 1. Если номиналы элементов отличаются от указанных на схеме не более чем на ±5 %, налаживание устройства состоит в установке резистором R5 коэффициента передачи, равного 1, на частоте 1 кГц.

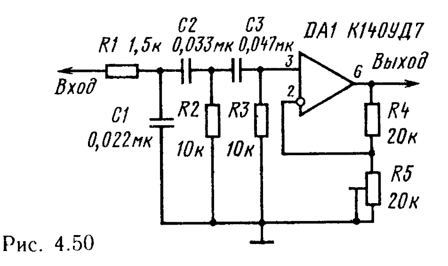


Рис. 4.50

Для измерения уровня шумов к выходу взвешивающего фильтра МЭК-А подключают среднеквадратический милливольтметр (не допускается использовать милливольтметр средневыпрямленных значений, проградуированный в среднеквадратических значениях напряжения синусоидальной формы — В3-38, В3-39 и т. п.), а вход усилителя соединяют с общим проводом через эквивалент внутреннего сопротивления источника сигнала. При испытании усилителей-корректоров для магнитной головки звукоснимателя вход заземляют через резистор сопротивлением 2,2 кОм, а при испытании усилителей для пьезоэлектрических головок — через конденсатор емкостью 1000 пФ. Отношение сигнал-взвешенный шум вычисляют в децибелах по формуле

$$N_ш = 20 \lg \frac{U_{вых}}{U_ш},$$

где $U_{вых}$ — номинальное выходное напряжение; $U_ш$ — взвешенное среднеквадратическое значение напряжения шумов.

При испытаниях УМ регулятор громкости устанавливают в положение, обеспечивающее номинальную выходную мощность при минимальном допустимом входном напряжении. При испытании усилителей-корректоров для магнитных головок звукоснимателей за номинальное принимают выходное напряжение, соответствующее входному сигналу 5 мВ на частоте 1 кГц.

Коэффициент демпфирования определяют при входном синусоидальном сигнале частотой 1 кГц, обеспечивающем номинальную выходную мощность, путем измерения выходного напряжения при номинальном сопротивлении нагрузки и в режиме холостого хода. Коэффициент демпфирования вычисляют по формуле

$$K_д = U_{вых}/(U_{хх} - U_{вых}),$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение на номинальном сопротивлении нагрузки; $U_{хх}$ — выходное напряжение холостого хода.

Номинальную выходную мощность измеряют при установке регулятора громкости в положение максимальной громкости. Плавно изменяя амплитуду синусоидального напряжения частотой 1000 Гц на выходе усилителя, устанавливают такое выходное напряжение на эквиваленте нагрузки, при котором коэффициент гармоник достигает предельно допустимого значения. Выходную мощность вычисляют по формуле

$$P = U^2_{вых}/R_{ном},$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение на частоте 1000 Гц, соответствующее заданному значению коэффициента гармоник, $R_{ном}$ — номинальное сопротивление нагрузки.

Входное сопротивление находят методом замещения. Для этого на вход усилителя через добавочный резистор, сопротивление которого по

крайней мере в 10 раз больше ожидаемого входного, подают синусоидальное напряжение заданной частоты (если не оговорено особо, то 1 кГц) Напряжение на входе усилителя устанавливают по электронному вольтметру равным номинальному. После этого вместо усилителя к добавочному резистору подключают переменный резистор и изменяют его сопротивление так, чтобы вольтметр показал номинальное входное напряжение усилителя. Измеренное омметром сопротивление этого переменного резистора будет соответствовать модулю полного входного сопротивления усилителя

4.4. ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ, ГОЛОВКИ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ, АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ)

Определения, классификация, основные параметры

Громкоговоритель или акустическая система (АС) — пассивный электроакустический преобразователь, предназначенный для излучения звука в окружающее пространство. Это устройство содержит одну или более излучающих головок, необходимые пассивные элементы (трансформаторы, разделительные фильтры, регуляторы громкости и тембра), необходимое акустическое оформление.

Громкоговорители в зависимости от используемого оформления делят на четыре основных вида: открытые, закрытые, с фазоинвертором, с пассивным излучателем.

Головка (громкоговорителя) — самостоятельный узел громкоговорителя, предназначенный для преобразования электрического сигнала звуковой частоты в акустический (звуковой) и содержащий все необходимые для такого преобразования элементы (излучающую диафрагму, звуковую катушку, магнитную систему и т п)

Головки различны по способу преобразования энергии и их связи с окружающим пространством В настоящее время наиболее распространено электродинамическое преобразование. По способу связи различают диффузорные и рупорные конструкции Кроме того, по воспроизводимому диапазону частот головки громкоговорителей бывают широкополосные, низко-, средне- и высокочастотные

Любой электроакустический преобразователь характеризуют показатели, определяющие эффективность и качество их работы Важнейшие из них: чувствительность (отдача), диапазон воспроизводимых частот и неравномерность АЧХ в этом диапазоне, номинальная мощность и коэффициент нелинейных искажений по звуковому давлению при этой мощности, форма частотной характеристики, входное сопротивление.

Чувствительность электроакустического преобразователя — это звуковое давление, развиваемое им в некоторой определенной точке (обычно лежащей на расстоянии 1 м по его оси) при подведении к его зажимам напряжения 1 В. Определенная таким образом чувствительность удобна для суждения о поведении одного и того же громкоговорителя на разных частотах или, иными словами, для построения его АЧХ чувствительности.

Однако если понятие чувствительности удобно для оценки неравномерности АЧХ, то оно совершенно неприемлемо для сравнения преобразователей, имеющих разное электрическое сопротивление, так как при подведении равного напряжения разные преобразователи потребляют разную мощность Более удобная характеристика — стандартное звуковое давление (СЗД), под которым подразумевают звуковое давление, развиваемое преобразователем при подведении к нему электрической мощности 0,1 Вт в точке, расположенной на расстоянии 1 м на его оси. Подводимое при этом к преобразователю напряжение будет $U=\sqrt{0,1\,R}$, где R — номинальное электрическое сопротивление* При такой характеристике разные преобразователи сравнивают при одном и том же значении потребляемой мощности.

Международной электротехнической комиссией (МЭК) стандартизовано понятие характеристической чувствительности (ХЧ), которая отличается от СЗД лишь тем, что к преобразователю подводят электрическую мощность не 0,1 Вт, а 1 Вт и соответственно напряжение $U=\sqrt{R}$. Поэтому ХЧ больше СЗД в $\sqrt{10}=3,16$ раза, поскольку звуковое давление пропорционально корню квадратному из мощности

Кроме этих величин за рубежом часто применяют понятие так называемого «уровня характеристической чувствительности», который представляет собой уровень ХЧ относительно стандартного нулевого уровня звукового давления $2\cdot10^{-5}$ Па Пусть, например, СЗД преобразователя равно 0,2 Па. Тогда его ХЧ будет $0,2\times\times3,14=0,632$ Па, а уровень ХЧ $20\lg\frac{0,632}{2\cdot10^{-5}}==20\lg 0,316\cdot10^{5}=20\lg 3,14\cdot10^{4}=20\cdot4,5==90$ дБ

Для построения АЧХ, которую чаще для краткости называют частотной характеристикой, по оси абсцисс откладывают (как правило, в логарифмическом масштабе) частоту, а по оси ординат также в логарифмическом масштабе (в децибелах) — развиваемое звуковое давление либо в виде СЗД, либо в виде ХЧ. На рис. 4.51 приведена частотная характеристика акустической системы 35АС-1, изображенной на стандартном бланке АЧХ Бланки АЧХ стандартизованы ГОСТ 16122—84 Оценкой АЧХ служит ее неравномерность Так, представленная на рис 4 51 АЧХ имеет неравномерность 11 дБ в диапазоне 40 . 20 000 Гц

По частотной характеристике определяют также среднее СЗД в номинальном диапазоне

$$P_{cp}=\frac{\sqrt{P_1^2+P_2^2+\ldots+P_n^2}}{n},$$

* Если нет специального указания, размерность всех физических величин в этом разделе соответствует системе СИ

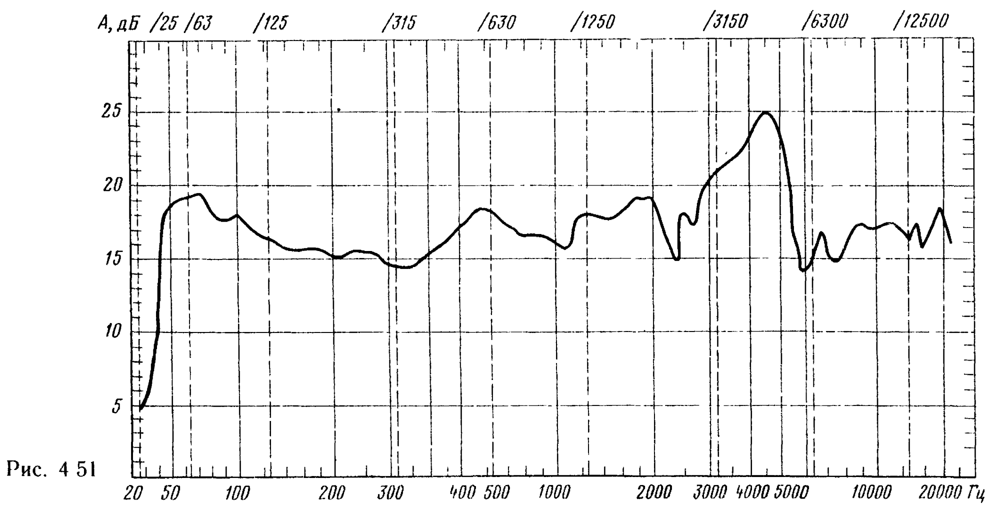


Рис. 4 51

где P_1, P_2, . . , P_n — СЗД на частотах f_1, f_2, , f_n, входящих в диапазон воспроизводимых частот; n — число частот, которые выбирают равномерно в логарифмическом масштабе.

Значение коэффициента гармоник по звуковому давлению тесно связано с номинальной мощностью, под которой понимают такое значение подводимой мощности, при которой этот коэффициент не превышает заданного значения

Входное электрическое сопротивление электроакустических преобразователей также нормируется Нормы на параметры электроакустических преобразователей стандартизованы ГОСТ 23262—83 (табл. 4 8), а также международным стандартом МЭК

К табл. 4.8 должны быть сделаны некоторые дополнения Частотные характеристики преобразователей должны укладываться в поле допусков,

Таблица 4.8

Параметр	Норма по группам сложности			
	0	1	2	3
1. Диапазон воспроизводимых частот, Гц, не уже	25. .25 000	40 . 16 000	63...12 500	100...8000
2. Отклонение частотных характеристик звукового давления, усредненных в октавных полосах, между любыми двумя акустическими системами конкретного типа, дБ, не более	2	3	4	—
3. Среднее звуковое давление при номинальной электрической мощности, Па (дБ), не менее, в диапазоне частот:				
100...8000 Гц	1 (94)	1 (94)	0,8 (92)	0,63 (90)
200.. 4000 Гц	—	—	—	
4. Суммарный характеристический коэффициент гармоник при электрической мощности, соответствующий среднему звуковому давлению, на 4 дБ ниже указанного в п. 3 таблицы значения, %, не более, в диапазонах частот.				
250...1000 Гц	2	2	3	2
1000...2000 Гц	1,5	1,5	2,5	3
2000...6300 Гц	1	1	2	3
5. Электрическое сопротивление (номинальное значение), Ом	4 или 8			
Допускаемое отклонение минимального значения модуля полного электрического сопротивления от номинального значения, %, не более	20	20	20	20
6. Масса, кг, не более	63	10	12,5	5

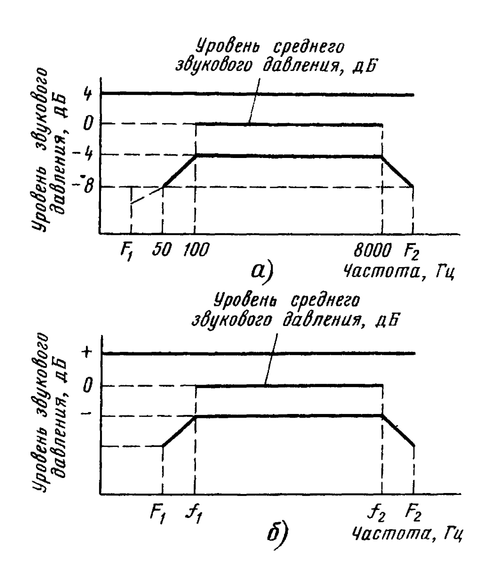


Рис 4 52

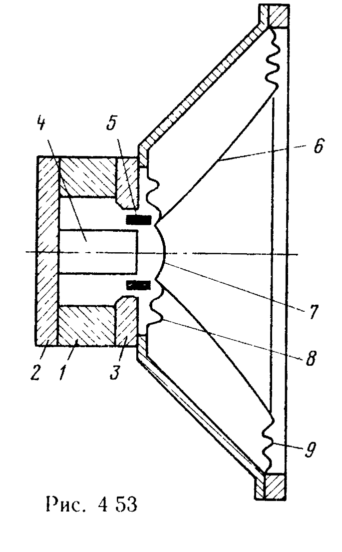


Рис. 4 53

изображенное на рис 4.52, *а*, *б*. Рисунок 4.52, *а* справедлив для громкоговорителей высшей (0) группы сложности. Для них допустимое отклонение ЧХ от уровня СЗД не должно превышать ±4 дБ; на частотах 50 Гц и F_2 допускается спад ЧХ от уровня СЗД до 8 дБ. В диапазоне частот F_1.. 50 Гц спад ЧХ устанавливается в ТУ на громкоговоритель

Рисунок 4.52, *б* относится к громкоговорителям групп сложности 1—3. Допустимое отклонение ЧХ от уровня среднего СЗД не должно превышать ±4 дБ для группы 1 и ±6 дБ для групп сложности 2 и 3. Частоту f_1 выбирают равной 100 Гц для групп сложности 1 и 2 и 200 Гц — для группы 3. Частоту f_2 выбирают равной 8000 Гц для групп 1 и 2 и 4000 Гц — для группы 3 Частоты F_1 и F_2 — граничные частоты диапазона воспроизводимых частот, на которых уровень звукового давления на 8 дБ ниже уровня СЗД в диапазоне f_1 . f_2.

Номинальная электрическая мощность должна соответствовать ряду: 3, 6, 10, 15, 25, 35, 50, 75, 100 Вт.

Требования международного стандарта МЭК к системам высокой верности (Hi — Fi) в основном совпадают с требованиями к группе 1, перечисленными в табл 4.8

Головки громкоговорителей

Наибольшее применение в бытовой аппаратуре имеют электродинамические головки прямого излучения, конструкция которых схематически показана на рис. 4.53.

В кольцевом воздушном зазоре магнитной цепи, состоящей из постоянного магнита 1 и магнитопровода 2 — 4, в радиальном направлении действует постоянный магнитный поток В этом зазоре помещена звуковая катушка 5, через которую протекает переменный ток звукового сигнала Магнитное поле этого тока взаимодействует с постоянным магнитным полем, благодаря чему возникает сила, приводящая в колебание катушку и прикрепленную к ней диафрагму (диффузор) 6.

Диффузор, обычно бумажный, представляет собой конус, имеющий в основании 7 окружность или эллипс и прямую или криволинейную образующую По внешнему краю диффузор имеет гофр 9, позволяющий диффузору перемещаться поршнеобразно. Диффузор внешней кромкой приклеен к диффузородержателю У вершины диффузор, а вместе с ним и звуковая катушка удерживаются коаксиально относительно зазора магнитной цепи с помощью центрирующей шайбы 8 Она также гофрирована и охватывает по внутреннему контуру вершину диффузора и звуковую катушку, а по внешнему — приклеена к корпусу головки, к вершине диффузора приклеен пылезащитный колпачок.

Магниты изготавливают из материалов с большой магнитной энергией. В СНГ в настоящее время в основном используют четыре подобных материала. Чаще всего это прессованный феррит бария марки 2БА для изготовления прессованных кольцевых магнитов. В последнее время начали выпускать прессованные магниты из материала 3,2БА. Максимальная удельная магнитная энергия феррита бария 3,2БА в 1,6 раза больше, чем у 2БА, что дает возможность при равном объеме магнита получать индукцию в зазоре, примерно в 1,25 раза большую, или иметь магнит в 1,6 раза меньшего объема. Для литых магнитов применяют сплавы ЮНДК-24 и ЮНДК-25БА Из первого, имеющего максимальную удельную магнитную энергию, в 2 раза большую, чем у 2БА, отливают либо кольцевые магниты (в виде полого цилиндра), либо цилиндрические, используемые конструктивно как керны. Иногда у керна зауживают один из концов для уменьшения рассеяния магнитного потока. Магниты изготавливают также из сплава ЮНДК-25БА с максимальной удельной энергией, в 3 раза большей, чем у 2БА.

Заметим, что, поскольку магниты служат

внешней частью магнитной системы, вблизи громкоговорителей действует заметный поток рассеяния. В телевизорах этот поток может исказить изображение, в радиоприемниках с магнитной антенной «сдвинуть» настройку, в магнитофонах может стать причиной «зашумливания» и порчи фонограммы Эти соображения следует иметь в виду при выборе головки и ее размещении. Детали магнитопровода головки (фланец, керн, полюсный наконечник) делают из магнитомягкого материала для уменьшения сопротивления магнитному потоку, например из малоуглеродистых сталей Ст3 и Ст10. Звуковую катушку наматывают медным эмалированным проводом. Витки фиксируют на каркасе клеем.

Диффузор — важнейшая часть головки. От его формы и материала значительно зависят характеристики головки. В настоящее время диффузоры прессуют из сульфатной или сульфитной целлюлозы. В низкочастотных головках вместо гофра применяют эластичный подвес из резины или латекса. Конструкции различных диффузорных динамических головок имеют некоторые конструктивные различия. Так, конструкция динамической головки с куполообразной диафрагмой отличается тем, что ее делают более жесткой, более приспособленной для излучения высших частот диапазона. Такая головка имеет более широкую диафрагму направленности, что очень важно для средне- и высокочастотных головок.

С 01 01.86 г. введен в действие ОСТ4.383 001 — 85 «Головки громкоговорителей динамические Общие технические условия». Этот стандарт существенно меняет существующую до этого классификацию головок и принцип определения их мощности. Теперь за основу принята не номинальная, а максимальная шумовая (паспортная) мощность головок. Она же и указана в их наименовании.

Условное обозначение головок состоит из буквенно-цифрового индекса, в котором первые цифры означают максимальную шумовую (паспортную) мощность, буквы ГД — головка динамическая, далее буква, соответствующая виду головки (Н — низкочастотная, С — среднечастотная, В — высокочастотная, Ш — широкополосная), следующая цифра — порядковый номер разработки. Затем могут быть указаны номинальное электрическое сопротивление и частота основного резонанса, например 3ГДШ-2-8-140

Перечень современных отечественных диффузорных динамических головок и их основные параметры указаны в табл. 4.9 В этой таблице в первом столбце дано наименование головок согласно вновь введенному ОСТ4.383 001—85, во втором — старое наименование по ГОСТ 9010—84.

Кроме указанных в таблице параметров головки характеризуются полной добротностью Согласно ОСТ4.383.001—85 этот параметр становится обязательным с 01 01 86 г. для низкочастотных и широкополосных головок, и он должен указываться в технических условиях В зависимости от того, в каких громкоговорителях применяются головки, различно и значение рекомендуемой для головки полной добротности. Так, если головка предназначена для открытого акустического оформления, ее оптимальная полная добротность должна быть в пределах 2...3, а для закрытого — 0,5. .1; в громкоговорителях с фазоинвертором и с пассивным излучателем используют головки с полной добротностью 0,2 0,6.

Полная добротность может быть определена по частотной характеристике модуля полного

Таблица 4.9. **Основные параметры отечественных диффузорных электродинамических головок**

ОСТ 4 381 001—85	ГОСТ 8010—84	Габаритные размеры, мм	Диапазон частот, Гц	Уровень характеристической чувствительности, дБ/Вт	Номинальное сопротивление, Ом	Частота основного резонанса, Гц
			Широкополосные (выборочно)			
0,25 ГДШ-2	0,1 ГД-17	50×80	450.. 3150	90	50	—
0,5 ГДШ-1	0,25 ГД-10	63×29,5	315...5000	90	8	—
1 ГДШ-6	0,5 ГД-52	80×28	315...7100	92	8	—
1 ГДШ-1	0,5 ГД-30	80×125×47	125...10 000	93	16	—
1 ГДШ-4	1 ГД-50	100×36	180...125 000	90	8	—
2 ГДШ-4	1 ГД-37	80×125×42	125.. 10 000	92	8	—
2 ГДШ-6	1 ГД-62	100×35	160...12 500	90	8	—
3 ГДШ-10	—	80×125×42	100...12 500	92	4/8	—
4 ГДШ-3	4 ГД-53А	125×47	100...12 500	91	8	—
5 ГДШ-5	4 ГД-53	125×50	100...12 500	92	4/8	-
5 ГДШ-4	3 ГД-45	160×55	80...12 500	90	4	-
6 ГДШ-1	3 ГД-32	125×200×77	80.. 12 500	92	4	-
8 ГДШ-1	—	200×46	63...12 500	92	8	-
10 ГДШ-1	10 ГД-36 К	200×87	63...20 000	90	4	—
10 ГДШ-2	10 ГД-36 Е	200×82	63...20 000	87,5	4	
10 ГДШ-5	10 ГД-48	200×87	63...20 000	87,5	4	—
15 ГДШ-1	15 ГД-12	250×93	40...16 000	92	4, 8, 16	—

ОСТ 4 381 001 -85	ГОСТ 8010-84	Габаритные размеры, мм	Диапазон частот, Гц	Уровень характеристической чувствительности, дБ/Вт	Номинальное сопротивление, Ом	Частота основного резонанса, Гц
Низкочастотные						
10 ГДН-1	6 ГД-6	125×80	63...5000	84	4	—
20 ГДН-1	10 ГД-30Б	200×92	63...5000	86	8	32
25 ГДН-1	10 ГД-34	125×75,5	63. .5000	84	4	80
25 ГДН-2	15 ГД-18	125×75,5	80...3150	81	4	—
25 ГДН-3	15 ГД-14	125×76	63...5000	84	4/8	55
35 ГДН-1	25 ГД-26	200×120	40...5000	86	4	30
50 ГДН-1	35 ГД-1	200×100	31,5...4000	85	8	25
50 ГДН-3	25 ГД-4	250×120	31,5...2000	85	8	—
75 ГДН-1	30 ГД-2	250×125	31,5...1000	87	4/8	25
75 ГДН-2	35 ГД-2	250×120	31,5...5000	87,5	8	—
75 ГДН-6	30 ГД-6	250×124	31,5...1000	88	4	33
75 ГДН-01	—	320×175	31,5...1000	86,5	8	28
100 ГДН-3	75 ГД-1	315×190	31,5...1000	90	8	32
Среднечастотные						
20 ГДС-1	15 ГД-11А	125×73,5	200...5000	90	8	110
20 ГДС-4	15 ГД-11	125×73,5	200. .5000	89	8	120
20 ГДС-2	20 ГД-1	140×140×45	630. .8000	87,5	8	450
25 ГДС-1	25 ГД-43	170×50	400...8000	92	8	—
20 ГДС-01	—	170×170×140	315 .6300	88,5	8	—
30 ГДС-1	30 ГД-Н	125×65	250...8300	92	8	170
Высокочастотные						
5 ГДВ-1	3 ГД-31	100×48,2	$(3,0...20)\cdot10^3$	90	8	—
6 ГДВ-1	3 ГД-2	63×63×31	$(5...18)\cdot10^3$	92	16	—
6 ГДВ-2	4 ГД-56	50×80	$(3..20)\cdot10^3$	90	8	—
10 ГДВ-1	10 ГД-20	110×110×44	$(5...30)\cdot10^3$	92	8	—
10 ГДВ-2	10 ГД-35	100×100×35	$(5...25)\cdot10^3$	92	16	—
10 ГДВ-4	—	110×110×70	$(5..25)\cdot10^3$	94	16	—
10 ГДВ-01	—	120×170×45	$(2,5..25)\cdot10^3$	92	8	—
20 ГДВ-1	2 ГД-4	125×125×40	$(5..35)\cdot10^3$	90	8	—

электрического сопротивления головки, часто называемой Z-характеристикой. Частотная характеристика модуля полного электрического сопротивления электродинамической головки приведена на рис. 4.54 По этой характеристике определяют резонансную частоту головки (f_0). Полная добротность может быть найдена из выражения

$$Q=\sqrt{\frac{Z_1}{Z_0}}\frac{f_1-f_0}{f_1^2-f_0^2}.$$

Физически полная добротность характеризует, насколько быстро затухают колебания в возбужденной колебательной системе (в подвижной системе головки громкоговорителя) Полная добротность головки зависит от ее параметров следующим образом·

$$Q=\frac{\omega_0 m_0}{B^2l^2/R+r_0},$$

где $\omega_0=2\pi f_0$ — круговая резонансная частота головки, Гц; m_0 — масса подвижной системы головки, кг; B — индукция в рабочем зазоре головки, Тл; l — длина проводника звуковой катушки, м; R — активное электрическое сопротивление катушки, Ом, r_0 — активное механическое сопротивление головки, кг/с.

В последнее время стали употреблять термин «эквивалентный объем» головки громкоговорителя ($V_э$). Этот параметр также стал обязательным, и его указывают в технических условиях на низкочастотные и широкополосные головки, предназначенные для закрытых громкого-

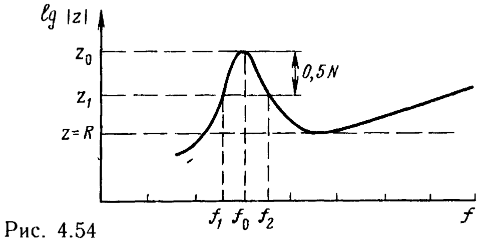


Рис. 4.54

ворителей, а также для фазоинверторных и с пассивным излучателем Эквивалентный объем головки громкоговорителя — это возбуждаемый ею закрытый объем воздуха, имеющий гибкость, равновеликую гибкости подвижной системы головки.

Акустическое оформление

Открытое акустическое оформление. В открытом акустическом оформлении задняя часть звукоизлучающей поверхности диффузора головки так же, как и передняя, излучает непосредственно в открытое пространство Открытое акустическое оформление является наиболее распространенным. Его используют в телевизорах, переносных радиоприемниках всех классов, кассетных, а также в большей части катушечных магнитофонов, стационарных радиоприемников и электрофонов.

Достоинство открытых громкоговорителей — простота и, кроме того, в таких громкоговорителях не повышается их резонансная частота по сравнению с собственной резонансной частотой применяемой головки Недостаток -- сравнительно большие размеры акустического оформления, когда требуется эффективное воспроизведение низших частот звукового диапазона

Наиболее простой вид открытого оформления — плоский экран. Даже при сравнительно небольших его размерах воспроизведение низших частот значительно улучшается по сравнению со звучанием головки без оформления Однако практически используется открытое акустическое оформление в виде ящика обычно прямоугольной формы, у которого задняя панель имеет ряд сквозных отверстий. Головку устанавливают на передней панели ящика Его внутренний объем обычно используют для размещения деталей устройства, например радиоприемника Выносные громкоговорители в виде открытого оформления применяют редко

Акустическое действие открытого оформления подобно действию экрана Наибольшее влияние на частотную характеристику акустической системы с открытым оформлением оказывает передняя панель, на которую крепят головку Вопреки довольно распространенному мнению, боковые панели ящика влияют на частотную характеристику слабо. Поэтому не следует делать ящик глубоким, гораздо лучше увеличить размеры передней панели Обычно ящик выполняют такой глубины, чтобы головка помещалась в нем с некоторым технологическим запасом (20 % глубины головки) При этом «вклад» боковых панелей в суммарное звуковое давление громкоговорителя не превышают 1.. 3 дБ

Конфигурация оформления оказывает значительное влияние на форму частотной характеристики на средних частотах, вызывая появление многочисленных пиков и провалов при неудачной конфигурации. На рис 4.55 приведены частотные характеристики для разных конфигураций оформления Наиболее благоприятной формой является сфера Приведенные характеристики следует иметь в виду при выборе конфигурации

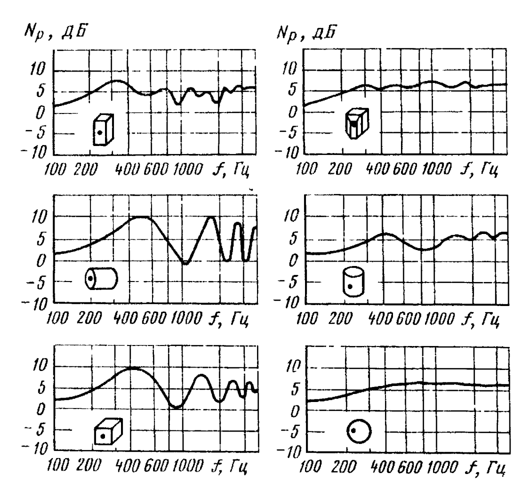


Рис 4.55

оформления, хотя на практике редко можно применить благоприятную форму из числа показанных на рис 4 55, кроме параллелепипеда Из эстетических соображений размеры ящика в форме параллелепипеда часто выбирают так, чтобы размеры лицевой панели (длина и ширина) и глубины относились как 2 $\sqrt{2}$.1

Как уже отмечалось, размеры открытого акустического оформления довольно значительны Рассчитаем размеры передней панели (S). Желательно иметь экран, который позволил бы выровнять звуковое давление на низших и средних частотах. Для этого случая с учетом влияния боковых панелей

$$S=0{,}125\ c^2/(f_0^2Q^2),$$

где c — скорость звука, м/с, f_0 — резонансная частота головки Гц, Q — добротность головки в открытом оформлении

Обычно переднюю панель из экономических соображений выполняют меньших размеров, чем рекомендовано Тогда на нижней граничной частоте воспроизводимого диапазона появится спад частотной характеристики на

$$N\,[\text{дБ}]=10\lg\frac{S'}{S},$$

где S′ — фактическая площадь экрана.

Закрытое акустическое оформление. Широко распространены для высококачественного воспроизведения как в нашей стране, так и за рубежом закрытые громкоговорители

На рис. 4 56 представлен типичный закрытый громкоговоритель и его электрический аналог. Преимущество этого вида акустического оформления заключается в том, что задняя поверхность диффузора головки не излучает и, таким образом полностью отсутствует «акустическое замыкание». Недостаток — диффузоры их головок нагружены дополнительной упругостью объема воздуха в ящике. Наличие этой упругости приводит к повышению резонансной частоты ω_{01} подвижной системы головки

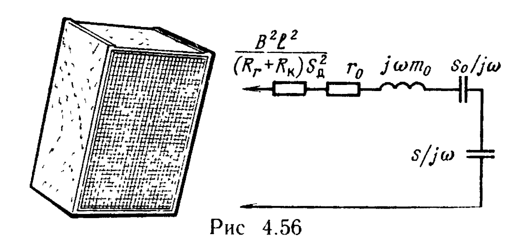


Рис 4.56

в закрытом оформлении и, как следствие, к сужению снизу воспроизводимого диапазона частот. Значение дополнительной упругости объема воздуха $S_в$ может быть найдено следующим образом:

$$S_в=\gamma p_0 S_{эф}^2/V, \qquad (4.3)$$

где γ — показатель адиабаты или отношение теплоемкости воздуха при постоянном давлении к его теплоемкости при постоянном объеме (для воздуха $\gamma=1,4$); p_0 — постоянное атмосферное давление; $S_{эф}$ — эффективная площадь диффузора головки; V — внутренний объем ящика

Эффективной считают 50...60 % конструктивной площади диффузора. Для круглой головки с диффузором диаметром d $S_{эф}=0,55\ S=0,44d^2$. Это эквивалентно тому, что эффективный диаметр диффузора равен 0,8 конструктивного Упругость воздуха $S_в$ складывается с собственной упругостью подвеса (гофра) подвижной системы головки S_0, и в результате резонансная частота головки в закрытом оформлении

$$\omega_{01}=\sqrt{\frac{S_0+S_в}{m_0}}=\omega_0\sqrt{1+\frac{S_в}{S_0}}, \qquad (4.4)$$

где m_0 — масса подвижной системы головки.

Как видно из (4.3), упругость воздуха внутри ящика обратно пропорциональна его объему. Упругость подвижной системы можно также выразить через упругость некоторого эквивалентного объема воздуха $V_э$, имеющего упругость S_0. Отсюда резонансная частота головки в закрытом оформлении

$$\omega_{01}=\omega_0\sqrt{1+V_э/V}.$$

Чтобы резонансная частота все же не была чрезмерно высокой, иногда применяют головки с более тяжелой подвижной системой, что позволяет несколько снизить резонансную частоту головки в закрытом оформлении, как это видно из (4.4). Однако следует иметь в виду, что увеличение массы подвижной системы снижает чувствительность громкоговорителя, как это видно из формулы для стандартного звукового давления:

$$P_{ст}=\frac{\rho a^2\omega}{\sqrt{40}m_0\omega_{01}}\sqrt{\frac{B^2l^2}{R_г+R_к}}\times$$
$$\times\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{01}^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_{01}}-\frac{\omega_{01}}{\omega}\right)^2}},$$

где ρ — плотность воздуха, равная 1,3 кГ/м³; $R_г$ — выходное сопротивление усилителя (генератора), Ом, $R_к$ — активное сопротивление звуковой катушки, Ом; a — эффективный радиус головки, м

Наиболее малой эффективностью обладают малогабаритные громкоговорители, у которых упругость воздуха внутри ящика существенно больше упругости подвижной системы головки. Такие громкоговорители, у которых упругость подвижной системы определяется упругостью воздуха внутри ящика, называют системами с компрессионным подвесом диффузора. Стандартное звуковое давление $P_{ст}$ компрессионной системы на частотах $\omega>\omega_{01}$, где $P_{ст}$ не зависит от частоты, определяют из выражения

$$P_{ст}=2,65\cdot10^{-3}\cdot\sqrt{f_{01}^3V/Q_{01}},$$

где Q_{01} — добротность головки в закрытом акустическом оформлении.

В свою очередь, добротность головки в закрытом оформлении

$$Q_{01}=Q_0\sqrt{1+V_э/V}$$

Исследования показали, что добротность головок, предназначенных для закрытых громкоговорителей, не должна превышать 0,8...1 В противном случае головка получается «раздемпфированной» Это означает, что при подаче на нее напряжения музыкальной или речевой программы, кроме колебаний диффузора в такт с поданным напряжением будут появляться колебания и с частотой, близкой к резонансной. Это будет проявляться в том, что к звучанию программы будет примешиваться звучание (гудение) этой частоты

Отметим также, что, если головка помещена в закрытый ящик, ухудшается равномерность частотной характеристики в области средних и высших частот из-за резонансных явлений в материале ящика. Для их устранения внутреннюю поверхность ящика, особенно задней панели, покрывают звукопоглощающим материалом и заполняют им часть объема Заполнением внутреннего объема рыхлым звукопоглощающим материалом преследуют и другую цель — изменить термодинамический процесс сжатия — расширения воздуха в ящике. Без такого заполнения этот процесс носит адиабатический характер. Заполняя ящик рыхлым звукопоглощающим материалом, можно изменить адиабатический процесс на изотермический В этом случае внутренний объем ящика как бы увеличивается в 1,4 раза, так как коэффициент γ в формуле (4.3), равный 1,4 для адиабаты, для изотермы равен 1 Соответственно снижается и резонансная частота громкоговорителя. Это снижение в пределе (для компрессионной головки) достигает $\sqrt{1,4}$, так как для нее можно пренебречь упругостью подвеса головки В противном случае резонансная частота головки

$$\omega_{01}'=\omega_{01}\sqrt{\frac{1+0,75S/S_0}{1+S/S_0}}$$

На практике изотермический процесс сжатия — расширения воздуха внутри ящика достигается тогда, когда прекращается уменьшение резонансной частоты при добавлении новой пор-

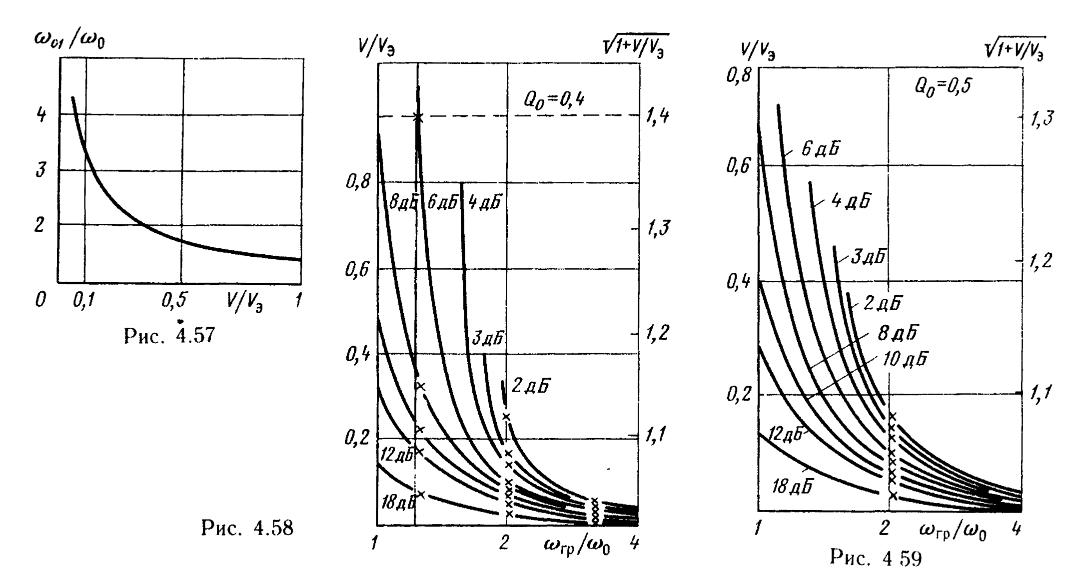


Рис. 4.57

Рис. 4.58

Рис. 4 59

ции звукопоглощающего материала Исследования показали, что заполнять внутреннее пространство ящика более чем на 60 % нецелесообразно.

Для быстрого расчета закрытых громкоговорителей удобен графический метод. По графикам на рис. 4 57—4 62 можно для заданной головки подобрать рациональное оформление и, наоборот, по заданному оформлению выбрать подходящую головку. Из рис. 4 58—4 62 выбирают те кривые, которые соответствуют добротности применяемой головки (от 0,4 до 0,8) На этих рисунках представлены семейства кривых зависимости $V/V_э$ от $\omega_{гр}/\omega_0$, где $\omega_{гр}$ — нижняя граничная частота воспроизводимого диапазона. Параметром служит значение спада частотной характеристики [дБ] на частоте $\omega_{гр}$ Справа на каждом графике нанесена дополнительная ось, по которой отложено значение $\sqrt{1+V/V_э}$, соответствующее стандартному звуковому давлению закрытого громкоговорителя на горизонтальной части характеристики в виде

$$P_{ст}=A\sqrt{1+V/V_э},$$

где $A=2{,}65\cdot10^{-3}\sqrt{f_0^3V/Q_0}$.

Пример. Есть головка с параметрами $Q_0=0{,}4$, $f_0=30$ Гц; $V_э=100$ л. Находим $A=2{,}65\cdot10^{-3}\times\sqrt{30^3\cdot100\cdot10^{-3}/0{,}4}=0{,}218$ Требуется подобрать для этой головки объем ящика V, при котором спад характеристики не превышает 6 дБ на граничной частоте $f_{гр}=40$ Гц.

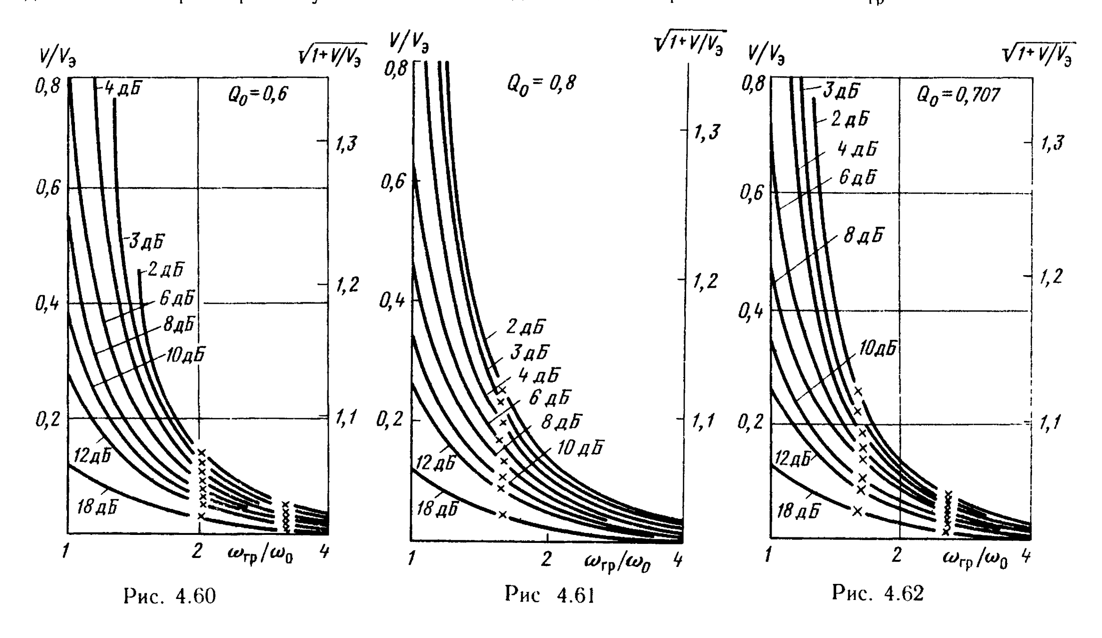


Рис. 4.60

Рис 4.61

Рис. 4.62

Таблица 4.10. **Основные параметры отечественных бытовых громкоговорителей**

Громкоговоритель	Номинальная мощность, Вт	Максимальная (паспортная) мощность Вт	Диапазон частот, Гц	Неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению дБ	Среднее номинальное звуковое давление, Па	Среднее стандартное звуковое давление, Па	Номинальное электрическое сопротивление, Ом	Тип применяемых головок по ГОСТ 8010–84 (и их число)	Габаритные размеры (ширина, глубина, высота) мм	Объем, л	Масса, кг	Вид акустического оформления
3АС-503	3	4	100...10 000	15	0,8	0,2	4	3ГД-38 (1)	210×150×280	9	4,5	С фазоинвертором
3АС-505	3	6	100...10 000	16	0,8	—	4	3ГД-40 (1)	420×260×190	9,5	4,5	Открытая
3АС-506	3	6	100...10 000	16	0,8	—	4	4ГД-35 (1)	260×363×122	—	3	»
6АС-215	6	10	63...18 000	15	0,8	—	4	6ГД-6 (2) 3ГД-31	425×260×170	4,4	8	С фазоинвертором
6АС-216	6	20	63...18 000	16	0,8	—	4	10ГД-34 (2) 3ГД-31	175×280×190	9,9	4	Закрытая
6АС-203	6	16	100...10 000	18	0,8	0,3	8	4ГД-35 (2)	470×270×170	—	5	Открытая
6АС-208	6	10	63...18 000	15	0,8	—	4	6ГД-6 (2) 3ГД-31	170×270×425	20	5	С лабиринтом
6АС-2	6	20	63...18 000	20	—	0,1	4	6ГД-6 (2) 3ГД-31	300×158×158	8,4	3,3	Полочная, закрытая
10АС 201	10	20	63...18 000	15	0,8	—	8	10ГД-30Б (2) 3ГД-31	425×272×234	6,4	7,5	Закрытая
10АС-203	10	10	63...18 000	18	0,8	—	4	10ГД-36 (1)	420×270×300	8,1	8,5	»
10АС-209	10	25	63...18 000	18	0,8	—	4	10ГД-34 (2) 3ГД-2	214×364×178	14	5	С фазоинвертором
15АС-204	15	25	63...18 000	16	0,8	0,1	4	25ГД-26 (2) 3ГД-31	420×250×190	4,7	8	Закрытая
15АС-208	15	25	63...18 000	16	0,8	—	4	15ГД-14 (2) 3ГД-31	335×210×110	8	6	С пассивным излучателем
15АС-306	15	15	63...18 000	16	0,8	—	4	15ГД-13 (2) 2ГД-36	180×120×115	—	2,6	«Мини»
25АС-102	25	35	40...20 000	16	1,2	—	4	25ГД-26 6ГД-6 (3) 3ГД-31	480×280×230	34	13	Закрытая
25АС-109	25	35	40...20 000	16	1,2	—	4	25ГД-26 15ГД-11 (3) 3ГД-31	480×285×266	36	13	»

Окончание табл. 4.10

Громкоговоритель	Номинальная мощность, Вт	Максимальная (паспортная) мощность, Вт	Диапазон частот, Гц	Неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению, дБ	Среднее номинальное звуковое давление, Па	Среднее стандартное звуковое давление, Па	Номинальное электрическое сопротивление, Ом	Тип применяемых головок по ГОСТ 8010—84 (и их число)	Габаритные размеры (ширина, глубина, высота), мм	Объем, л	Масса, кг	Вид акустического оформления
25АСА-11	25	35	40 20 000	16	—	—	4	25ГД-26 16ГД-11 (3) 3ГД-31	—	—	—	Активная
25АС-126	25	35	40...20 000	16	1,2	—	4	25ГД-26 15ГД-11 (3) 3ГД-31	480×285×266	36	13	Закрытая
25АС-216	25	35	63...20 000	16	0,8	—	4	25ГД-32 (2) 2ГД-36	210×150×140	2,1	4	«Мини»
35АС-001 35АС-012	35	90	25 ..20 000	18	1,2	0,1	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10ГД-35	710×360×285	70	30	С фазоинвертором
35АС-008	35	70	25 20 000	18	1,2	0,1	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 6ГД-13	710×396×355	14	36	Закрытая
35АС-018	35	70	25. .20 000	16	—	0,1	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10ГД-35	730×376×293	74	27	С фазоинвертором
35АС-013	35	—	25 .20 000	16	—	—	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10ГД-35	240×325×580	—	32	ЭМОС
35АС-015	35	—	25 . 25 000	16	1,2	0,12	4	30ГД-2 15ГД-11 (3) 10ГД-35	355×300×688	74	27	С пассивным излучателем

По рис. 4.58 из точки $\omega_{гр}/\omega_0=40/30=1{,}33$ на горизонтальной оси восстанавливаем ординату до пересечения с кривой «6 дБ» и из этой точки проводим прямую, параллельную оси абсцисс, до пересечения с осью $V/V_э$. Получаем $V/V_э=0{,}95$. Отсюда $V=0{,}95\times V_э=0{,}95\cdot100=95$ л Этому значению $V/V_э$ соответствует по правой оси значение $\sqrt{1+V/V_э}=1{,}4$ Следовательно, $P_{ст}=2{,}18\cdot1{,}4=0{,}3$ Па. По графику на рис. 4 57 находим отношение $\omega_{01}/\omega_0=f_{01}/f_0=1{,}4$ Отсюда $f_{01}=1{,}4\cdot f_0=42$ Гц

По указанным графикам могут быть решены и другие задачи. Например, может быть найден спад характеристики на граничной частоте $f_{гр}$ для заданных головок и объема ящика, может быть решена задача подбора головки из числа имеющихся. Во всех этих случаях ход расчета аналогичен приведенному.

В табл. 4 10 указаны параметры серийно выпускаемых громкоговорителей (в том числе и закрытых).

Громкоговоритель с фазоинвертором

Закрытые системы требуют большого объема ящика для хорошего воспроизведения низших частот, поэтому получаются громоздкими и тяжелыми Если же требуется закрытый громкоговоритель малых размеров, приходится мириться с тем, что «басов» у него при этом будет существенно меньше. В значительной степени этого недостатка можно избежать в громкоговорителе с фазоинвертором (ФИ). Его устройство показано на рис 4 63. В передней панели его ящика, где укреплена головка 1, имеется отверстие с трубкой 2 круглого или прямоугольного сечения. Упрощенная схема акустического аналога этой системы изображена на рис. 4.64. Здесь m - акустическая масса воздуха в отверстии или трубе ФИ, s — активное акустическое сопротивление в трубе ФИ.

Как видно из рис. 4.64, громкоговоритель с ФИ — сложная колебательная система. Благодаря этому и частотная характеристика модуля ее полного электрического сопротивления также сложнее, чем у закрытой системы, и имеет вид, представленный на рис. 4.65

Принцип действия громкоговорителя с ФИ заключается в том, что благодаря наличию контура ms (правая ветвь на схеме аналога) звуковое давление в выходном отверстии трубы ФИ уже не противоположно по фазе звуковому давлению от передней поверхности диффузора низкочастотной головки, а сдвинуто на угол, в любом случае меньший 180°. Вследствие этого не происходит нейтрализации звукового давления от передней и задней поверхностей диффузора, как это имело место в открытых системах. При соответствующем подборе параметров головки, ящика и размеров трубы ФИ можно получить от громкоговорителя значительное улучшение воспроизведения низших частот по сравнению с закрытой системой. Для этого контур ФИ настраивают обычно на частоту, близкую к резонансной частоте применяемой головки. Исследования показали, что разность этих частот практически не должна превышать $\pm2/3$ октавы.

Следует также иметь в виду, что для громкоговорителя с ФИ подходят головки только с низкой добротностью ($Q_0\leqslant0{,}6$) Иногда громкоговоритель не удается выполнить, например, если расчетная длина трубы превысит конструктивно допустимую. Однако в любом случае длина трубы должна быть меньше $\lambda_н/12$, где $\lambda_н$ — длина волны на резонансной частоте контура ms. Резонансную частоту $f_ф$ контура находят из следующего выражения:

$$f_ф=\frac{1}{2\pi}\sqrt{S/m}.$$

Звуковое давление $P_ф$ целесообразно определять не по абсолютной величине, а в сравнении со звуковым давлением соответствующей закрытой системы $P_з$, т е. такой, которая имеет равный внутренний объем и одинаковую по всем параметрам головку. Это позволяет определить, какой выигрыш по звуковому давлению обеспечивает ФИ по сравнению с закрытой системой. Тогда

$$P_ф/P_з=A\dot{x}_ф/\dot{x}_0=A\,|k|\,, \qquad (4.5)$$

где A — частотно-независимый множитель; $\dot{x}_0$ — средняя объемная скорость поверхности диффузора в соответствующем закрытом оформлении, $\dot{x}_ф$ — суммарная объемная скорость на поверхности диффузора громкоговорителя и в отверстии фазоинвертора.

Выражение $P_ф$ имеет довольно сложный вид. Однако можно сказать, что качество работы громкоговорителя с ФИ определяется добротностью применяемой головки Q_0, внутренним объ-

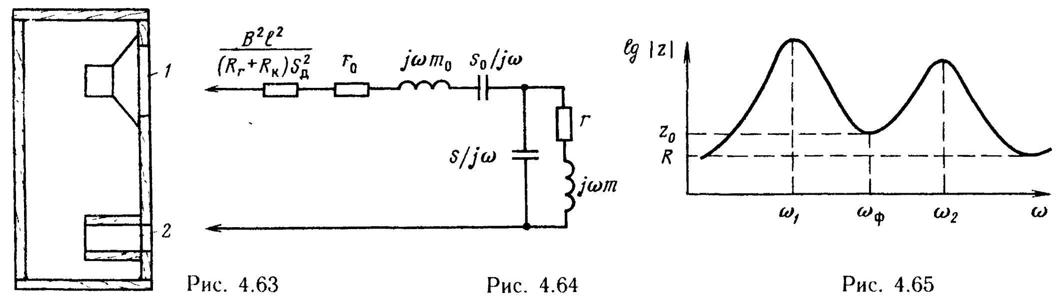


Рис. 4.63 Рис. 4.64 Рис. 4.65

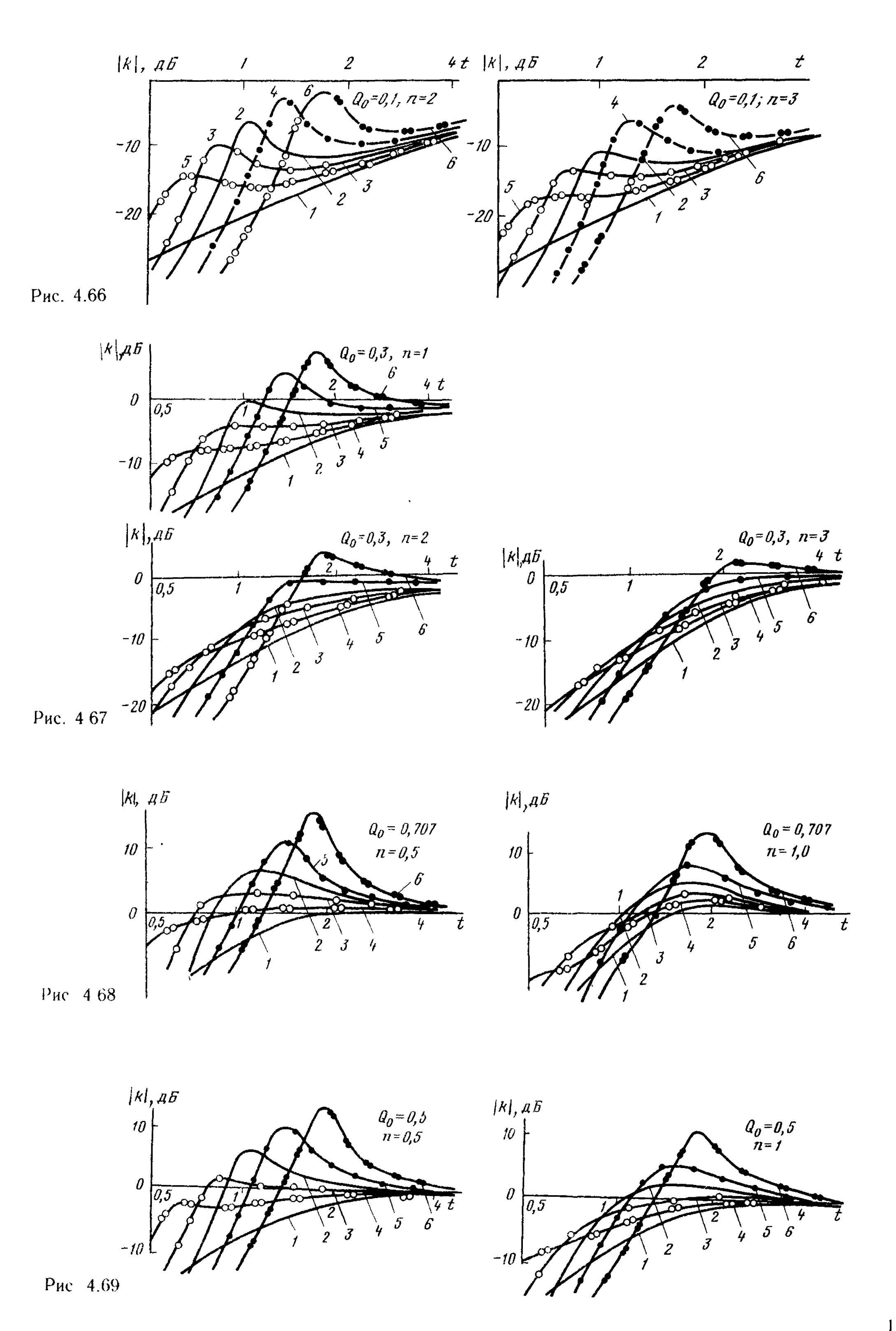


Рис. 4.66

Рис. 4.67

Рис 4.68

Рис 4.69

емом ящика V и частотой настройки фазоинвертора $f_ф$. Кроме того, необходимо, чтобы добротность ящика и ФИ была довольно большой ($Q_ф>10$). Такая добротность ФИ может быть обеспечена тщательным выполнением ФИ (о чем речь пойдет далее) и выбором его параметров (D — диаметра трубы, l — длины трубы):

$$l=\frac{2,34\cdot10^3D^2}{Vf_ф^2}-0,85D,$$

$$D=1,82\cdot10^{-4}Vf_ф^2\left(\sqrt{\frac{1+6,15\cdot10^5}{Vf_ф^3Q_ф}}+1\right),$$

где $f_ф$ — резонансная частота ФИ (контура ms), определяемая по Z-кривым для ФИ как частота провала на $\omega_ф$ между пиками на частотах ω_1 и ω_2 (см. рис. 4.65). По этой же кривой можно контролировать значения $Q_ф$. Если $Q_ф>10$, то пики на этих кривых будут примерно одинаковы по высоте и их уровень по отношению к уровню провала будет большим.

Для облегчения расчетов на рис. 4.66—4.69 представлен набор графических зависимостей (семейства частотных характеристик), построенных с помощью ЭВМ по формуле (4.5). Каждое семейство выполнено для фиксированных значений Q_0 и n.

Отметим, что на графики нанесены следующие относительные величины:

$t=\omega/\omega_0$ — относительная текущая частота;
$n=V_э/V$ — относительный объем ящика ФИ;
$l=\omega_0/\omega_ф$ — относительная настройка ФИ.

На этих графиках: кривая 2 — частотная характеристика при настройке ФИ на резонансную частоту головки; 3 — то же, при настройке на треть октавы выше резонансной частоты; 4 — при настройке на треть октавы выше резонансной частоты; 5, 6 — при настройке на две трети октавы ниже и выше резонансной частоты соответственно. Здесь же нанесены кривые соответствующих закрытых систем (кривые 1).

Пользуясь этими кривыми, можно до начала изготовления громкоговорителя оценить параметры проектируемой системы: выигрыш по звуковому давлению по сравнению с соответствующей закрытой системой, форму частотной характеристики и т. д.

В заключение рассмотрим несколько конструкций громкоговорителя с ФИ.

На рис. 4.70 показан внутренний вид конструкции объемом 90 л (780×460×250 мм).

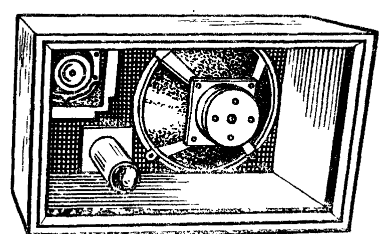


Рис. 4.70

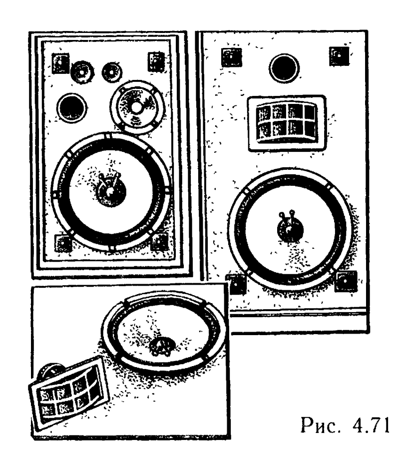


Рис. 4.71

Диаметр низкочастотной головки 320 мм, диаметр трубы ФИ 70 мм, его длина 100 мм. Резонансная частота 30 Гц.

На рис. 4.71 показан вид со стороны передней панели со снятой декоративной сеткой громкоговорителя фирмы Akai (Япония) с внутренним объемом 60 л. Диаметр отверстия ФИ составляет 75 мм, номинальный диапазон частот 25 Гц...21 кГц (а — с головками прямого излучения; б — с рупорной высокочастотной головкой; в — отдельно рупорная высокочастотная головка).

На рис. 4.72 схематически показана конструкция громкоговорителя фирмы Hitachi (Япония). Кроме высокочастотной 1, среднечастотной 2, низкочастотной 3, в корпусе имеется еще одна низкочастотная головка 4, укрепленная на горизонтальной панели, причем головка непосредственно не излучает в окружающее пространство, а излучение идет через фазоинверторную щель 5 на ее резонансной частоте.

На рис. 4.73 показан вид комбинированного громкоговорителя фирмы Altec Lansing (США) с фазоинверторным отверстием прямоугольной формы в нижней части ящика. Высокочастотное

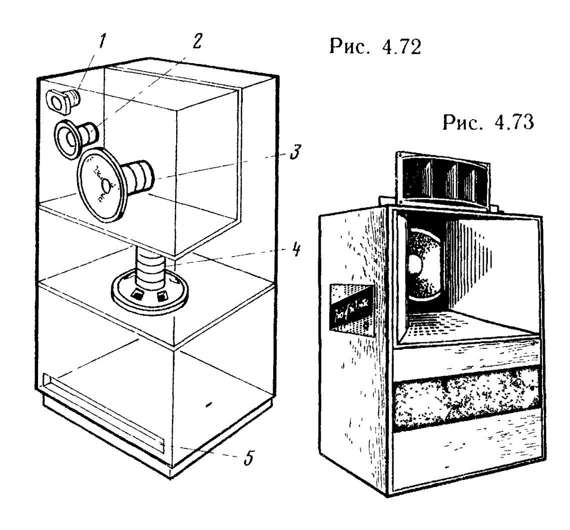


Рис. 4.72

Рис. 4.73

звено выполнено в виде секционированного рупора; низкочастотная головка также нагружена на рупор.

Пример расчета. Есть головка 50ГД-4 ($f_0=25$ Гц, $Q_0=0,3$, $V_э=150$ л, $d=25$ см) и $Q_ф=20$. Необходимо найти параметры громкоговорителя с ФИ для получения максимально ровной частотной характеристики в области низших частот.

Рассмотрим рис. 4.67 для случая $Q_0=0,3$. При $n=0,5$ получаем частотные характеристики с большой неравномерностью и, кроме того, объем ящика при этом значителен ($V=300$ л). При $n=1$, т. е. когда внутренний объем ящика равен 150 л, кривые наиболее приемлемы, но необходимо еще сделать выбор относительно настройки ФИ. Можно выбрать кривую, соответствующую настройке ФИ на частоту на 1/3 октавы ниже резонансной частоты головки, т. е. на 20 Гц. Частотная характеристика в этом случае равномерно понижается в область низших частот со спадом 3...4 дБ до частоты $0,8f_0$.

При необходимости расширить частотную характеристику в область более низких частот следует выбрать кривую, соответствующую настройке на частоту на 2/3 ниже резонансной частоты головки, т. е. на частоту 16 Гц. В этом случае частотная характеристика равномерно понижается со спадом 7...8 дБ до частоты $0,65f_0$. Эти две кривые наиболее приемлемы. Можно рассмотреть кривые при $n=2$, т. е. когда внутренний объем равен 75 л, но полученный результат будет значительно скромнее.

Итак, выбираем кривую, которая соответствует следующим параметрам: $f_ф=20$ Гц, $V=150$ л.

Далее определим параметры трубы фазоинвертора:

$$D=1,82\cdot10^{-4}\cdot150\cdot10^{-3}\cdot20^2\sqrt{+6,15\cdot10^5/150\times\times10^{-3}\cdot20^3\cdot20+1}=6,72\cdot10^{-2}\text{ м}=6,7\text{ см};$$

$$l=2,34\cdot10^3\cdot6,73^2\cdot10^{-4}/(150\cdot10^{-3}\cdot20^2)-0,85\times\times6,73\cdot10^{-2}=12\cdot10^{-2}\text{ м}=12\text{ см}.$$

Проверим, не превышает ли длина трубы ФИ конструктивно допустимого значения. Если принять внутренние размеры ящика равными $0,8\times0,5\times0,37$ м^3, то видно, что длина трубы не превышает конструктивно допустимого значения. По критерию $l<\lambda_н/12$ длина трубы также допустима, так как в рассмотренном случае $\lambda_н/12=1,42$ м.

Громкоговоритель с пассивным излучателем

Одной из разновидностей фазоинверсной АС является система с пассивным излучателем (ПИ), которая отличается от закрытой наличием дополнительной (пассивной) подвижной системы, в простейшем случае — низкочастотной головки без катушки и магнитной цепи (рис. 4.74): *а* — головка прямого излучения; *б* — пассивный излучатель. Диффузор пассивной головки колеблется в результате колебаний воздуха в закрытом ящике, возбуждаемых основной головкой, и излучает звуковые волны в области низших частот. Суммарное звуковое давление, развиваемое громкоговорителем с ПИ

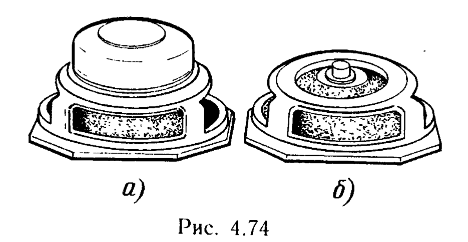


Рис. 4.74

на низших частотах, может быть значительно большим, чем от закрытого, при равном объеме ящика и с той же низкочастотной головкой.

По принципу действия громкоговоритель с ПИ сходен с фазоинверторным. Единственное различие состоит в том, что масса воздуха в трубе ФИ заменена массой подвижной системы ПИ. Изменяя массу подвижной системы ПИ, можно значительно проще изменять его резонансную частоту, чем у ФИ. Кроме того, как отмечалось, громкоговоритель с ФИ имеет ряд конструктивных ограничений.

Громкоговоритель с ПИ свободен от этих недостатков, поскольку его настройка практически на любую частоту резонанса $f_{пи}$ массой m и гибкостью S пассивной головки, а также гибкостью объема воздуха внутри ящика $S_в$ не вызывает затруднений. Здесь

$$f_{пи}=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{S+S_в}{m}}=f_п\sqrt{\frac{S_в}{S}},$$

где $f_п$ — резонансная частота собственно пассивной головки.

Принцип использования пассивного излучателя для повышения уровня звукового давления известен с 1935 г., но практические конструкции стали появляться лишь в 70-х гг. Это конструкции Kenwood (Япония), Selection (Англия), Ohm (США).

При расчете громкоговорителя с ПИ так же, как и в случае с ФИ, целесообразно находить не абсолютное значение звукового давления, а значение, сравнительное со звуковым давлением соответствующей закрытой системы, т. е.

$$P_п/P_з=A\dot{x}_п/\dot{x}_з=A|k|, \qquad (4.6)$$

где $P_п$ — звуковое давление, развиваемое системой с ПИ; $\dot{x}_п$ — суммарная объемная скорость поверхности диффузора основной и пассивной головок.

В основу расчета громкоговорителя положена схема ее акустического аналога, изображенная на рис. 4.75. Здесь r_0 — активные потери в головке; r — активные потери в ПИ.

Выражение $P_п$ имеет еще более сложный вид, чем $P_ф$. Однако можно показать, что состояние системы может быть описано пятью параметрами: n, l, Q, p, $Q_п$. Здесь кроме параметров, описывающих систему с ФИ, появился параметр $p=S_в/S$, характеризующий относительную упругость подвеса пассивного излучателя, т. е. отношение упругости воздуха внутри ящика к упругости подвеса пассивного излучателя. Добротность

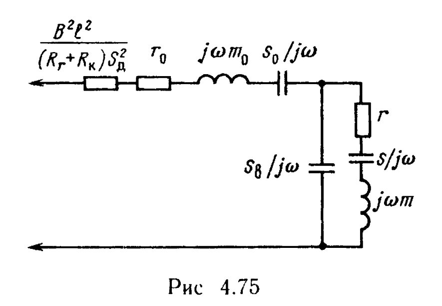


Рис 4.75

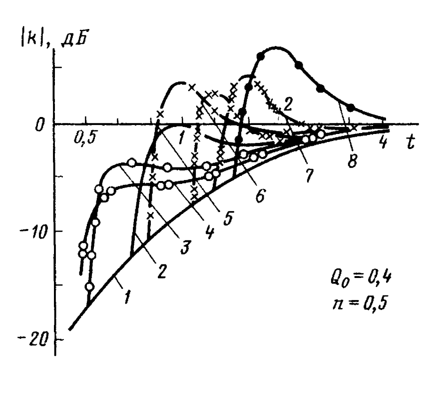
ФИ заменяется добротностью пассивного излучателя:

$$Q_п=\omega_п m/r.$$

Исследования показали, что число переменных может быть сокращено до четырех, так как значение $Q_п$ может быть выбрано фиксированным и при $Q_п>5$ практически не влияет на получаемые результаты. Таким образом, характеристики громкоговорителя с ПИ зависят от добротности основной головки, объема ящика, настройки пассивного излучателя и упругости его подвеса при условии поддержания добротности ПИ $Q_п>5$. Для облегчения расчетов конструкции громкоговорителя на рис. 4.76, 4.77 представлены в качестве примера некоторые семейства частотных характеристик, полученные с помощью ЭВМ. Каждое семейство выполнено для фиксированных значений Q, $Q_п$, n, различных значений настройки ПИ и относительных упругостей его подвеса. Кривая 1 соответствует закрытой системе; кривая 2 соответствует p=2, l=2; 3 — p=3; l=3; 4 — p=2, l=3; 5 — p=3, l=2; 6 — p=0,5; l=1; 7 — p=1, l=1; 8 — p=2, l=1.

Как видно из приведенных кривых, обычно пассивный излучатель настраивают на частоту в 2..3 раза ниже резонансной частоты головки в отличие от настройки ФИ, резонансная частота которого может лишь незначительно отличаться от резонансной частоты головки. Что касается добротности используемых головок, то она может выбираться в интервале 0,2...0,8 и связана с объемом ящика. Чем меньше объем, тем меньшую добротность головки необходимо выбирать.

С помощью этих кривых могут быть решены различные задачи. Например, задавшись желательной формой частотной характеристики, типом головки и предположительным объемом ящика, выбирают параметры ПИ (его массу и гибкость). Если желаемая форма частотной характеристики не получается, то проще всего — увеличить объем ящика. Однако могут возникнуть такие сочетания добротности головки и объема, при которых получить желаемую форму частотной характеристики затруднительно.



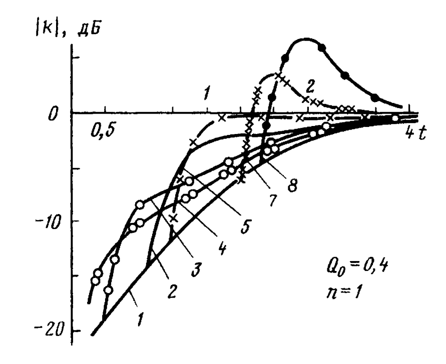
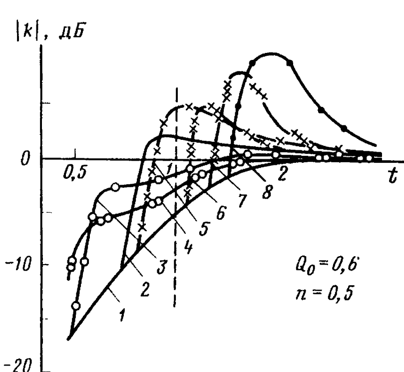


Рис. 4.76



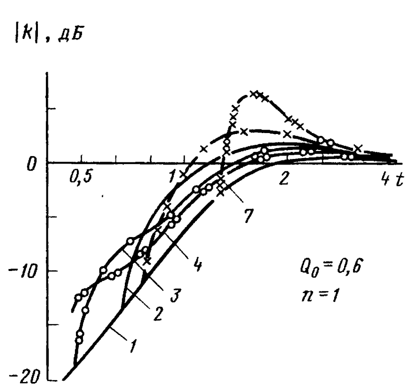


Рис. 4.77

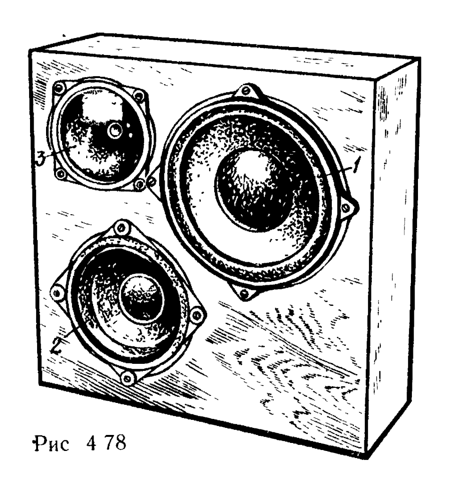


Рис 4 78

В качестве примера рассмотрим двухполосный громкоговоритель 10АС-10 с ПИ, изображенный схематически на рис. 4 78 В громкоговорителе работает низкочастотная головка 2 10ГД-34 (диаметром 105 мм) и высокочастотная 3 — 3ГД-31. Передняя панель — квадратная (315×315 мм) Корпус имеет малую глубину (125 мм). Пассивный излучатель 1 представляет собой диффузор конусной головки диаметром 140 мм с добавочной массой (грузом) Резонансная частота головки 54 Гц, резонансная частота пассивного излучателя 15 Гц.

Известны попытки повысить эффективность работы громкоговорителей с ПИ На рис. 4.79 изображена такая система В ней два закрытых объема V_1 и V_2 Головка 3 возбуждает объем V_1. Пассивный излучатель 1 поверхностью 4 возбуждает объем V_1, а поверхностью 2 — объем V_2, который целиком заполнен звукопоглощающим материалом Благодаря наличию объема V_2 и связи с ним ПИ снижается резонансная частота системы и улучшается форма ее частотной характеристики

Пример расчета. Пусть имеется условная головка с параметрами. $f_0=30$ Гц, $Q_0=0{,}4$; $V_э=150$ л Необходимо найти параметры громкоговорителя с ПИ для случая с максимально ровной характеристикой системы в области низших частот. Рассмотрим кривые на рис 4 76, справедливые для $Q_0=0{,}4$ Как видно, наилучшие

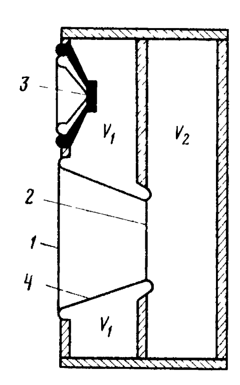


Рис 4.79

результаты могут быть получены при $n=1$, т. е. при внутреннем объеме ящика 150 л. Теперь выбираем частоту настройки и гибкость подвеса ПИ Предпочтение следует отдавать кривой с параметрами $l=3$, $p=2$ (кривая 5) В этом случае резонансная частота собственно ПИ $f_п=30/3=10$ Гц, так как $l=3$. Упругость подвеса ПИ $S=S_в/2$, так как $p=2$. Резонансная частота громкоговорителя с ПИ согласно (4.6) $f_п=10\sqrt{1+2}=17{,}3$ Гц. Площадь ПИ выбирают равной или даже большей площади диффузора головки, а масса ПИ (диффузора) должна быть такой, чтобы с упругостью S обеспечить резонансную частоту ПИ 10 Гц.

Параметры современных отечественных серийно выпускаемых громкоговорителей (в том числе с ПИ) указаны в табл. 4 10

Изготовление корпусов громкоговорителей

Для получения от громкоговорителя высококачественного звучания его необходимо не только правильно рассчитать, но и тщательно изготовить Здесь даны рекомендации, которые позволят избежать наиболее часто встречающихся ошибок.

В любом акустическом оформлении — ящике — прежде всего следует избегать какихлибо щелей или отверстий, за исключением, разумеется, отверстий в задней панели открытой системы. Особенно недопустимы они на передней панели, поскольку могут стать причиной акустического «короткого замыкания» и оформление практически не будет работать, что приведет к резкому ухудшению воспроизведения низших частот Поэтому, в частности, рекомендуется устанавливать головки на переднюю панель через уплотняющую кольцевую прокладку из микропористой (губчатой) резины, резиновой трубки, пенопласта и т д. Это способствует также уменьшению вибраций панели при работе головки. Уплотнением могут служить и картонные дужки, имеющиеся на головках малой мощности, необходимо только уплотнить щели между ними.

Головки обычно крепят к оформлению с помощью винтов, шурупов или специальных шпилек Головки не следует притягивать к корпусу слишком сильно, так как это может вызвать перекос диффузородержателя и подвижной системы В открытой системе не рекомендуется загораживать заднюю сторону диффузора головки деталями электрических цепей. Электронный блок в открытой системе должен занимать не более 25. .30 % внутреннего объема ящика. Несоблюдение этого требования приводит к снижению звукового давления, развиваемого акустической системой.

Материал ящика должен обеспечивать жесткость панелей, особенно передней. Наиболее подходящие материалы — деревянная доска, фанера, древесно-стружечная плита. Чем больше размеры ящика, больше мощность головки, тем более толстый материал должен быть применен. Так, для высококачественных громкоговорителей

объемом 50. 100 л толщина панелей, особенно передней, к которой крепят головки, не должна быть менее 20 мм

Акустическое оформление рассчитывают исходя из размеров низкочастотных или широкополосных головок Высоко- и среднечастотные головки могут быть помещены в тот же ящик, но отделены акустически (выделены в отдельный отсек или закрыты сзади колпаками). Диаметр отверстия для головки должен быть равен диаметру диффузора, включая и гофр, чтобы исключить возможность касания гофром панели при колебаниях подвижной системы головки

Диффузор головки необходимо защитить от случайного механического повреждения, прикрыв отверстие под декоративной тканью металлической или пластмассовой сеткой с ячейками 5...8 мм. Следует отметить, что облицовочные и декоративные элементы часто оказывают отрицательное влияние на частотную характеристику головки. Плотная ткань ухудшает звуковоспроизведение в области средних и высших звуковых частот Значительное влияние может оказать декоративный материал, закрывающий отверстие фазоинвертора. Толстые решетки и жалюзи могут иногда вызывать резонансные явления, и в частотной характеристике головки появятся дополнительные пики и провалы.

Как уже отмечалось, средне- и высокочастотная головки при установке в общем оформлении с низкочастотной головкой должны быть закрыты сзади колпаками, которые можно изготовить из фанеры, пластмассы или металла Такой колпак устраняет акустическое воздействие на головки со стороны низкочастотной. Колпак должен плотно прилегать к панели. Щели в нем и между ним и панелью недопустимы Для заделки щелей можно использовать полосы пористой резины или поролона При изготовлении громкоговорителя с ФИ, кроме того, необходимо проконтролировать, чтобы труба ФИ плотно входила в переднюю панель оформления, а имеющиеся щели были заделаны.

При самостоятельном изготовлении ящика трудности выполнения чистого шипового соединения панелей, особенно из древесно-стружечной плиты, можно обойти, связывая их деревянными брусьями или отрезками металлического уголкового проката. И брусья, и уголки устанавливают обязательно либо на клею, либо на какой-либо уплотняющей мастике и крепят шурупами (или винтами).

После изготовления ящика приступают к отделке внешней поверхности. Часто применяют фанерование панелей шпоном ценной древесины с последующей полировкой Однако такая работа требует высокой квалификации Поэтому для упрощения работы можно рекомендовать использовать для изготовления ящика фанерованные древесно-волокнистые плиты. Проще всего покрыть поверхность ящика самоклеющейся декоративной пленкой с рисунком ценных пород дерева.

Ящик должен быть жестким, иначе он будет вибрировать при работе мощной головки. Чрезмерная вибрация снижает звуковое давление от системы и увеличивает суммарный коэффициент гармоник в области низших частот. Кроме того, вибрация порождает призвуки, искажающие основной сигнал. В целях борьбы с вибрацией рекомендуют устанавливать низкочастотную головку на мягкую кольцевую прокладку Ее можно вырезать из губчатой резины, войлока, жесткого поролона. Это позволяет снизить уровень вибрации ящика на низших частотах на 15 . 20 дБ. Необходимо следить, чтобы крепящие головку болты не соприкасались непосредственно с диффузородержателем. Для этого на болты надевают резиновые трубки, а под головки болтов и гайки устанавливают шайбы из губчатой резины

Одним из основных способов борьбы с вибрацией ящика служит увеличение толщины его стенок. Наибольшая разница в уровне вибрации наблюдается при увеличении толщины от 4 до 8 мм Средний уровень ускорения при колебании толщины стенок на низших частотах уменьшается на 40 ..45 дБ, а при увеличении их толщины от 14 до 20 мм — всего на 5 дБ. Таким образом, существует такое значение толщины стенок, при котором дальнейшее их увеличение практически не влияет на характер частотной характеристики. Однако это оптимальное значение непостоянно зависит от размеров ящика и мощности головки. Отметим также, что влияние толщины панелей существенно сказывается на интенсивности вибраций на частотах до 1000 Гц. На более высоких частотах амплитуда вибраций незначительна Увеличение толщины оказывает наибольшее влияние на вибрацию верхней и задней панелей.

Другой способ борьбы с вибрацией заключается в нанесении вибропоглощающего покрытия на внутреннюю поверхность ящика. На низших частотах при нанесении покрытия не только увеличивается на 5. .10 дБ уровень звукового давления, но и частотная характеристика становится более равномерной. В качестве вибропоглощающего покрытия применяют, например, мастику ВМ, пластмассу «Агат» и т. д.

Звукопоглощающий материал для заполнения внутреннего объема ящика обязательно должен быть пористым. Чаще всего применяют такие материалы, как хлопчатобумажная, минеральная, стеклянная, или капроновая вата, поролон, войлок и т д Толщина звукопоглощающего слоя, например, из ваты должна быть не менее 20. 30 мм.

Звукопоглощающий материал оформляют в виде матов На куске марли раскладывают вату ровным слоем, накрывают другим куском марли и равномерно простегивают суровой ниткой. Маты крепят к внутренней поверхности ящика гвоздями или шурупами. Если нет возможности уложить много звукопоглощающего материала, то им покрывают заднюю панель и углы ящика. Лучше всего материал нанести на все панели, за исключением передней. Для предохранения головки от попадания в нее звукопоглощающего материала на нее рекомендуется надевать специальный чехол из акустически прозрачной ткани, например бязи.

Удобно применять в качестве звукопоглощающего материала листовой поролон (пенополиуретан) толщиной 20.. 50 мм Отмечено, что, если укреплять звукопоглощающий материал на рас-

стоянии 20...50 мм от внутренней поверхности ящика, звукопоглощение на низких частотах увеличивается. Хорошие результаты дает подвешивание звукопоглотителя в виде валика поперек ящика. Размещая звукопоглощающий материал в корпусе ФИ вблизи отверстия трубы, нужно помнить, что чрезмерно сильное демпфирование может привести к прекращению действия ФИ. Размещение же этих материалов в отверстии или трубе ФИ недопустимо.

Разделительные фильтры

В многополосных громкоговорителях головки, предназначенные воспроизводить разные части частотного диапазона, включают через разделительные фильтры. Их назначение заключается в том, чтобы пропускать к каждой головке напряжение только своей частотной полосы. Эти фильтры различают по крутизне спада за пределами высшей или низшей граничной частоты.

Обычно применяют фильтры с крутизной спада 6, 12 или 18 дБ/октава. По структуре их разделяют на двух- и трехполосные фильтры. Исходной информацией для расчета служат частота разделения и сопротивление головки в рабочей полосе. На рис. 4.80, *а—в* показаны схемы разделительных фильтров с крутизной спада соответственно 6, 12 и 18 дБ/октава. В верхней части каждого из рисунков приводится схема фильтра для двухполосной акустической системы, а в нижней — для трехполосной. На каждом рисунке приведены также формулы для определения элементов этих фильтров. (Значения емкостей, индуктивности и сопротивления в расчетных формулах — в фарадах, генри и омах соответственно.) Конденсаторы фильтров обычно выбирают бумажными. Больше всего подходят конденсаторы МБГО.

Катушки наматывают на каркасах без магнитопровода (во избежание искажений, обусловленных его перемагничиванием). Практически оптимальная конструкция (с максимумом отношения индуктивности к активному сопротивлению) получается, когда внутренний диаметр обмотки вдвое, а внешний — в 4 раза больше ее высоты h, причем внешний диаметр в 2 раза больше внутреннего. При этих условиях $h=\sqrt{\frac{8,66L}{R}}$, где h, мм, L, мкГн, R, Ом. Длина провода $l=187,3\sqrt{Lh}$, м; число витков $N=19,88\sqrt{L/h}$, диаметр провода (без изоляции) $d=0,84h/\sqrt{N}$, мм; масса провода $m=(h^3/21,4)\cdot 10^{-3}$, кг.

Пример. Определить параметры катушки индуктивностью 3,37 мГн разделительного фильтра, нагруженного головкой сопротивлением 15 Ом.

Активное сопротивление катушки фильтра выбираем равным 5 % сопротивления головки. Это соотношение можно считать вполне приемлемым. Тогда $R=0,05\cdot 15=0,75$ Ом, откуда $L/R=3,37\cdot 10^3/0,75=4500$.

Высота обмотки катушки $h=\sqrt{4500/8,66}=24,5$ мм, длина провода $l=187,3\sqrt{3,37\cdot 10^3\cdot 24,5}=5,35\cdot 10^4$ мм $=53,5$ м; число витков $N=$

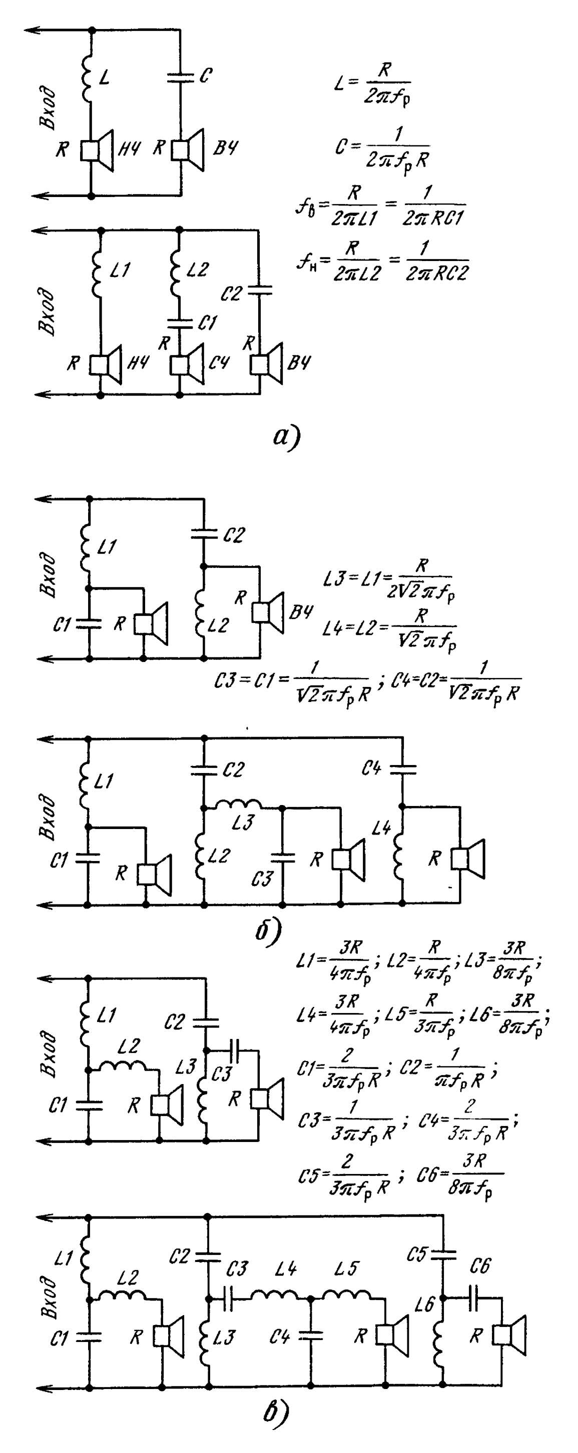


Рис. 4.80

$=19{,}88\sqrt{3{,}37\cdot 10^3/24{,}5}=233$; диаметр провода $d=0{,}84\cdot 24{,}5\sqrt{233}=1{,}35$ мм; масса провода $m=(24{,}5^3/21{,}4)10^{-3}=0{,}69$ кг

Полученные числа должны быть округлены и в первую очередь диаметр провода до ближайшего стандартного. Окончательно индуктивность подгоняют путем измерения на мостике, отматывая от катушки по несколько витков (в катушку наматывают провод с некоторым запасом по числу витков)

Катушки наматывают на пластмассовых, деревянных или картонных каркасах. Применяют и бескаркасную намотку. Для того чтобы в последнем случае катушка не развалилась, витки бескаркасной катушки промазывают клеем БФ-4 и, если есть возможность, запекают в термостате при температуре 140...160 °С в течение часа Если такой возможности нет, катушку сушат при комнатной температуре в течение суток.

Смонтированный на жесткой плате фильтр укрепляют внутри ящика громкоговорителя

Все электрические соединения должны быть хорошо пропаяны во избежание появления шороха и треска при работе громкоговорителя.

Измерение параметров громкоговорителей

Параметры громкоговорителя разделяют на две основные группы: электроакустические и электрические Первые, хотя и несут наибольшую информацию, вместе с тем и наиболее сложны, так как для их измерения требуется не только сложная аппаратура, но и специальные условия, которыми располагают только хорошо оснащенные специализированные организации

Более доступны электрические измерения. Они дают возможность проверить акустическую систему на отсутствие дребезжания, определить ее сопротивление, резонансную частоту, добротность, эквивалентный объем. Для выполнения электрических измерений необходимо иметь лишь звуковой генератор, усилитель и электронный вольтметр. Испытуемый громкоговоритель подключают к выходу усилителя, а ко входу — звуковой генератор. Изменяя частоту настройки генератора при напряжении, соответствующем номинальной мощности громкоговорителя, на слух контролируют отсутствие дребезжания Электрическое сопротивление на какой-то частоте определяют по Z-характеристике (см. рис. 4.54). Само измерение состоит в подборе такого сопротивления, чтобы при переключении вольтметра с него на испытуемую головку или громкоговоритель показания вольтметра не менялись Этому значению и равен модуль полного электрического сопротивления головки или громкоговорителя любого типа. Резонансную частоту определяют по максимуму модуля полного электрического сопротивления головки или громкоговорителя в открытом или закрытом ящике Резонансная частота громкоговорителя с ФИ находится на частоте $f_ф$ (см. рис. 4.65), т. е. на провале частотной характеристики между двумя горбами.

Для определения эквивалентного объема головки сначала определяют ее резонансную частоту без оформления, а затем ту же частоту после установки головки в закрытый ящик известного объема. Тогда эквивалентный объем будет

$$V_э=V(f_{01}^2/f_0^2-1).$$

Например, если резонансная частота головки равна 30 Гц, а при установке головки в закрытый ящик объемом 100 л увеличивается до 45 Гц, то эквивалентный объем головки будет равен

$$V_э=100(45^2/30^2-1)=125 \text{ л}.$$

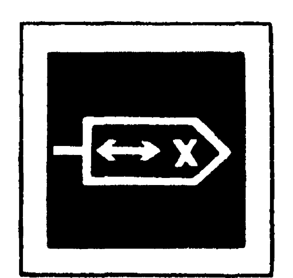
Несколько сложнее определить добротность Пользуясь схемой на рис. 4.54, нужно найти сопротивление R испытуемой головки на весьма низкой частоте (или на постоянном токе) и на резонансной частоте Z_0 Изменяя частоту, найти те ее значения f_1, f_2, при которых сопротивление равно Z_1. Тогда искомая добротность будет

$$Q=\sqrt{\frac{R}{Z_0}}\frac{f_0 f_1}{f_0^2-f_1^2}$$

Например, пусть сопротивление R громкоговорителя на весьма низкой частоте равно 4 Ом, а на резонансной $f_0=30$ Гц, $Z_0=16$ Ом На частоте $f_1=20$ Гц сопротивление равно Z_1. Тогда

$$Q=\sqrt{\frac{4}{16}\,\frac{30\cdot 20}{30^2-20^2}}=0{,}6$$

Отметим, что этот способ определения резонансной частоты и добротности справедлив и для открытых, и для закрытых акустических систем. Для громкоговорителя с ФИ и с ПИ простое понятие добротности становится некорректным и поэтому ее не имеет смысла определять. Однако и в этих случаях по частотной характеристике модуля полного электрического сопротивления можно судить о степени эффективности этих громкоговорителей, как это было указано ранее.



МАГНИТНАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ

РАЗДЕЛ 5

Содержание

5 1. Общие сведения 195

Классификация, параметры и характеристики магнитофонов (195). Структурные электрические схемы магнитофонов (197).

5 2 Схемотехника электронных узлов магнитофонов 198

5 3 Лентопротяжные механизмы 211

Общие сведения (211). Тракты ленты (211). Узлы подачи и приема ленты (214)

5.4. Магнитные головки и магнитная лента 214

5.5. Налаживание магнитофонов. Измерения параметров 217

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Классификация, параметры и характеристики магнитофонов

Бытовые магнитофоны подразделяют на катушечные и кассетные. Катушечные магнитофоны работают с магнитной лентой шириной 6,25 мм, размещенной в открытых катушках рабочим слоем внутрь рулона, кассетные — с магнитной лентой шириной 3,81 мм, находящейся в компакт-кассете рабочим слоем наружу. Расположение дорожек на ленте стереофонического катушечного магнитофона показано на рис. 5 1, стереофонического кассетного — на рис. 5 2, *а*, монофонического кассетного — на рис 5.2, *б*.

По основным параметрам магнитофоны подразделяются на пять групп сложности: 0 (высшая) 1, 2, 3, 4. У катушечных аппаратов основная номинальная скорость магнитной ленты установлена 19,05 см/с, дополнительная 9,53 см/с; у кассетных основная скорость ленты 4,76 см/с. Нормы ГОСТ 24863—81 на параметры магнито-

Начало 1-я дорожка Левый канал Конец
Конец 2-я дорожка Правый канал Начало
Начало 3-я дорожка Правый канал Конец
Конец 4-я дорожка Левый канал Начало
1+0,1
4,5+0,1
6,25+0,05

Рис. 5.1

Начало 4-я дорожка Левый канал Конец
Начало 3-я дорожка Правый канал Конец
Конец 2-я дорожка Правый канал Начало
Конец 1-я дорожка Левый канал Начало
0,66-0,1
2,0-0,2
2,7-0,3
3,81-0,15

а)

Начало 2-я дорожка Конец
Конец 1-я дорожка Начало
1,55+0,05
3,81-0,15

б)

Рис. 5.2

Таблица 5.1. **Основные параметры катушечных и кассетных магнитофонов**

Параметр	Норма по группам сложности								Минимальные требования к магнитофонам категории Hi—Fi
	Катушечные магнитофоны			Кассетные магнитофоны					
	0	1	2	0	1	2	3	4	
Отклонение скорости магнитной ленты от номинальной, %, не более	±1	±1,5	±2	±1,5	±1,5	±2	±2,0	±2,0	±1,5
Коэффициент детонации, %, не более	0,08	0,1	0,15	0,12	0,15	0,2	0,3	0,4	0,2
Рабочий диапазон частот канала записи-воспроизведения, Гц, не уже:									
для стационарных магнитофонов	31,5...22 000	31,5...20 000	40...18 000	31,5...20 000	31,5...18 000	40...14 000	40...12 500		40...12 500
для переносных магнитофонов	—	—	—	—	—	63...12 500	63...10 000	63...10 000	
Коэффициент гармоник канала записи-воспроизведения, %, не более	1,5	2	3	2	2,5	3	4	5	3
Относительный уровень шумов и помех в канале записи-воспроизведения, дБА, не более									—56
для стационарных магнитофонов	—60	—58	—54	—56	—56	—54	—48	—	
для переносных магнитофонов	—	—	—	—	—	—50	—48	—46	
Относительный уровень проникания из одного стереоканала в другой, дБ, не более:									
в диапазоне частот 250...6 300 Гц	—22	—22	—20	—20	—20	—20	—18	—18	—20
на частоте 1 000 Гц	—30	—28	—25	—26	—26	—26	—25	—25	—26
Относительный уровень стирания, дБ, не более:									
для стационарных магнитофонов	—70	—65	—65	—70	—65	—65	—60	—	—65
для переносных магнитофонов	—	—	—	—	—	—65	—60	—60	
Рассогласование АЧХ стереоканалов в диапазоне частот 250...6 300 Гц, дБ, не более	2	2	3	2	2	3	4	4	2
Коэффициент паразитной амплитудной модуляции, %, не более	—	—	—	—	—	—	—	—	25
Максимальный уровень записи-воспроизведения на частоте 12 кГц, дБ, не менее	—	—	—	—	—	—	—	—	—15

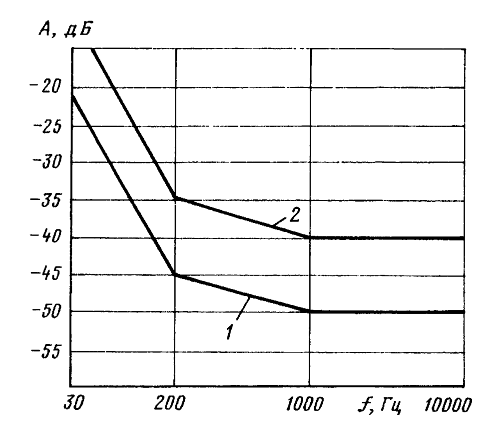


Рис. 5.3

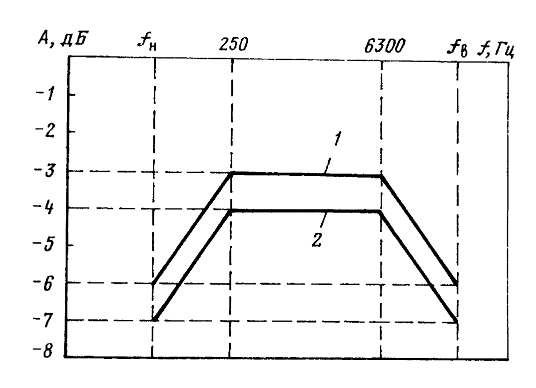


Рис. 5.4

фонов приведены в табл. 5 1. Они должны обеспечиваться на основной скорости. Относительный уровень проникания с соседних дорожек фонограммы (дорожек, содержащих запись другой фонограммы) не должен превышать значений, ограниченных линией 1 на рис. 5 3 для магнитофонов групп сложности 0,1 и линией 2 для магнитофонов групп сложности 2—4. Поля допусков на АЧХ каналов воспроизведения по измерительной ленте и каналов записи-воспроизведения показаны на рис 5 4. Поля ограничены линией 1 для магнитофонов групп сложности 0,1 и линией 2 для магнитофонов сложности 2—4 ($f_н$ и $f_в$ — низшая и высшая граничные частоты рабочего диапазона, см табл. 5.1).

Амплитудно-частотная характеристика магнитного потока короткого замыкания при записи на магнитофоне синусоидальных сигналов постоянной амплитуды должна соответствовать сумме частотных зависимостей полного сопротивления параллельного RC-контура с постоянной времени τ_1 и полного сопротивления последовательного RC-контура с постоянной времени τ_2. Вид частотной характеристики N (в дБ) определяется формулой

$$N(f) = 10\lg\left[1 + \frac{1}{(2\pi f\tau_2)^2}\right] - 10\lg\left[1 + (2\pi f\tau_1)^2\right]. \quad (5.1)$$

Таблица 5.2. **Стандартные значения постоянных времени коррекции**

Номинальная скорость магнитной ленты, см/с	Постоянная времени, мкс	
	τ_1	τ_2
19,05	50	3180
9,53	90	3180
4,76		
при использовании лент:		
I МЭК	120	3180
II МЭК, III МЭК, IV МЭК	70	3180

Стандартные значения постоянных времени τ_1 и τ_2 указаны в табл. 5 2.

Стереофонические магнитофоны должны обеспечивать синфазность записанных сигналов при синфазных входных электрических сигналах и синфазность выходных сигналов при воспроизведении сигналов, записанных синфазно

Структурные электрические схемы магнитофонов

По функциональным возможностям магнитофоны подразделяют на магнитофоны со сквозным каналом записи-воспроизведения (и тремя головками) и магнитофоны с универсальным или совмещенным каналом (и двумя головками).

Структурная схема магнитофона с тремя головками показана на рис. 5.5. Сигнал записи, проходя через усилитель записи (УЗ) A1, подвергается частотной коррекции и усилению по мощности для получения стандартной АЧХ потока короткого замыкания магнитной ленты и стандартного уровня записи. Для линеаризации характеристики намагничивания магнитной ленты к головке записи (ГЗ) B2 кроме сигнала звуковой частоты подводят ток высокочастотного подмагничивания, вырабатываемый генератором стирания и подмагничивания (ГСП) От этого же генератора питается головка стирания (ГС) B1, размагничивающая магнитную ленту (стирающая

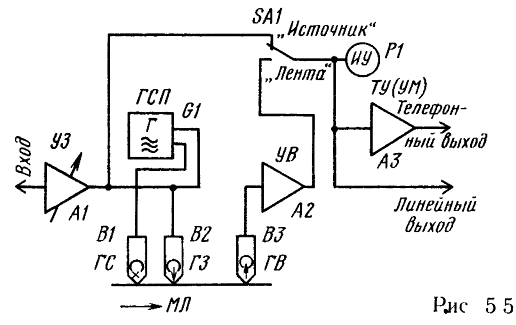


Рис 5 5

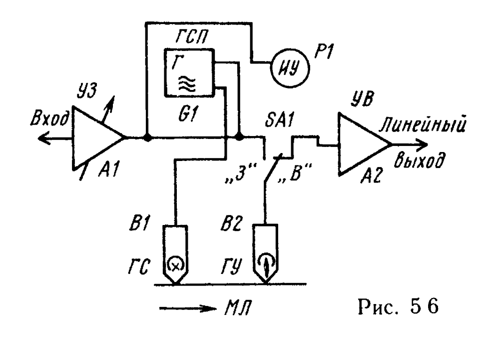


Рис. 5 6

Рис. 5.7

старую фонограмму) в режиме записи. Генератор стирания и подмагничивания работает только в режиме записи

При движении магнитной ленты (МЛ) изменяющийся во времени магнитный поток, соответствующий сигналу записи, наводит в головке воспроизведения (ГВ) В3 напряжение, которое после усиления и частотной коррекции поступает на линейный выход магнитофона. Индикатор уровня (ИУ) Р1 предназначен для установки такого напряжения сигнала записи (намагниченности магнитной ленты), который соответствует наиболее широкому динамическому диапазону канала записи-воспроизведения или отношению сигнал-шум. Уровень записи регулируют путем изменения коэффициента усиления УЗ. Индикатор уровня можно подключать к выходу усилителя УВ и УЗ для контроля качества магнитной ленты

Телефонный усилитель (ТУ) А3 предназначен для усиления по мощности сигнала воспроизведения. К ТУ подключают низкоомные головные телефоны или контрольный громкоговоритель. Усилитель мощности, предназначенный для работы с выносными громкоговорителями, как правило, выделяют в отдельный блок, что позволяет уменьшить размеры и облегчить тепловой режим магнитофона.

Структурная схема магнитофона с двумя головками показана на рис 5.6 Она отличается от рассмотренной тем, что вместо двух головок — ГЗ и ГВ — используется одна универсальная головка (ГУ) В2, попеременно выполняющая функции записи и воспроизведения. Универсальную головку подключают к электронному блоку переключателем режима работы S1. В связи с невозможностью непосредственного контрольного воспроизведения фонограммы в режиме записи индикатор уровня записи Р1 подсоединен к выходу УЗ А1, поэтому его показания соответствуют не уровню намагниченности ленты, а току записи, протекающему через ГУ

В простейшем магнитофоне с двумя головками, структурная схема которого изображена на рис 5.7, функции УЗ и УВ попеременно выполняет универсальный усилитель УУ А1, АЧХ и коэффициент усиления которого изменяются при переходе из режима записи в режим воспроизведения Противоречивость требований, предъявляемых к УВ и УЗ (различие диапазонов входных и выходных напряжений и сопротивлений и др), не позволяет создать УУ, одинаково хорошо работающий в обоих режимах, поэтому магнитофоны с УУ используют в магнитофонах не выше третьей группы сложности

Структурная схема стереофонического магнитофона отличается от рассмотренных удвоенным числом магнитных головок, усилителей и индикаторов уровня. Генератор стирания и подмагничивания — общий на оба стереоканала, но имеет удвоенную выходную мощность.

5.2. СХЕМОТЕХНИКА ЭЛЕКТРОННЫХ УЗЛОВ МАГНИТОФОНОВ

Усилитель записи. Он усиливает входное напряжение до уровня, обеспечивающего необходимый ток записи (достаточный для получения номинального уровня намагниченности ленты) Номинальному уровню намагниченности соответствует магнитный поток короткого замыкания, равный 320 нВб/м на частоте 400 Гц для скорости ленты $V_0 = 19{,}05$ см/с и 250 нВб/м — для 9,53 и 4,76 см/с. Кроме того, УЗ частотно корректирует ток записи для обеспечения стандартной АЧХ канала записи.

В связи с тем, что внутреннее сопротивление ГЗ (или ГУ, выполняющей функции ГЗ) имеет индуктивный характер и повышается с увеличением частоты, для поддержания неизменности тока записи выходное сопротивление УЗ должно по крайней мере в несколько раз превышать полное сопротивление головки на высшей частоте рабочего диапазона. Для выполнения этого условия на выходе УЗ включают токостабилизирующие цепи или используют УЗ, построенные по схеме преобразователя напряжение — ток.

На рис. 5 8 показаны схемы наиболее распространенных токостабилизирующих цепей В простейшей из них на рис. 5.8, *а* стабилизации тока достигают выбором сопротивления резистора $R1 \geqslant 4\pi f_в L_{ГЗ}$, где $f_в$ — высшая частота рабочего диапазона; $L_{ГЗ}$ — индуктивность ГЗ. При этом УЗ должен развивать выходное напряжение не менее $U_{вых\,УЗ} \geqslant (3...5)\, RI_{з\,ном}$ (где $I_{з\,ном}$ — номинальный ток записи ГЗ) Преимуществом такой цепи кроме простоты является хорошая развязка выхода УЗ от цепей подмагничивания, обеспечиваемая низким выходным сопротивлением уси-

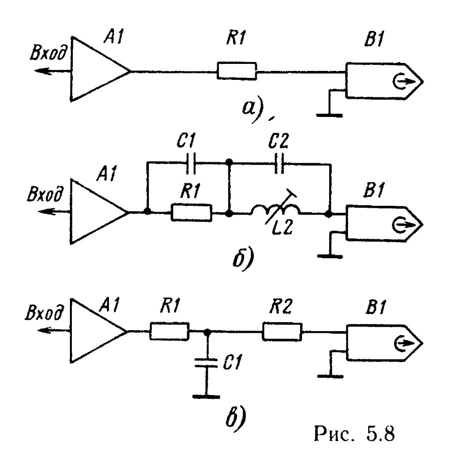


Рис. 5.8

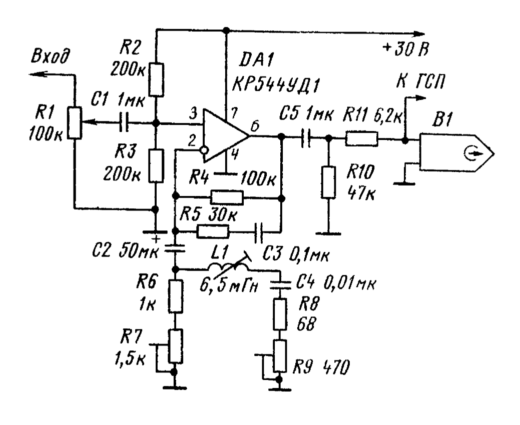


Рис. 5.9

лителя A1 без каких-либо подстроечных элементов К недостаткам этой цепи (особенно при использовании в магнитофонах с двумя головками ГУ большой индуктивности) относится необходимость большого выходного напряжения усилителя A1 Поэтому цепь по схеме на рис. 5.8, *а* применяют исключительно в стационарных магнитофонах с сетевым питанием.

В переносных магнитофонах с низковольтным питанием более удобна токостабилизирующая цепь R1, C1 (рис. 5.8, *б*) В ней сопротивление резистора R1 может быть выбрано в 3 раза меньшим, чем в предыдущей, что при неизменном токе записи позволяет во столько же раз уменьшить максимальное выходное напряжение УЗ. Стабилизацию тока в диапазоне частот поддерживает конденсатор C1, емкость которого выбирают так, чтобы увеличение индуктивного сопротивления ГЗ скомпенсировать соответствующим уменьшением емкостного сопротивления конденсатора. В связи с тем, что на частоте подмагничивания конденсатор C1 имеет малое сопротивление, для развязки УЗ от цепей подмагничивания использован фильтр-пробка — параллельный колебательный контур C2L2, настроенный на частоту подмагничивания Элементы фильтра рассчитывают по формулам

$$L2=(0,2...0,5)L_{Г3},\ C2=1/[(2\pi f_п)^2 L2],$$

где $f_п$ — частота подмагничивания Конструкция катушки должна позволять регулировать индуктивность катушки L2 на 10...20 %, чтобы точно настраивать фильтр-пробку в резонанс с частотой подмагничивания Расчет токостабилизирующей цепи производят по формулам

$$R1=1,25\pi f_в(L_{Г3}+L2),\ C1=1/[(2\pi f_в)^2\times \times(L_{Г3}+L2)],$$

коэффициент усиления усилителя A1 определяют исходя из получения выходного напряжения $U_{вых\ ном}=I_{з\ ном}R1$

В сетевых магнитофонах, выходное сопротивление УЗ которых $R_{вых\ УЗ}$ равно единицам килоом (например, с выходным транзистором, включенным по схеме ОЭ), применяют токостабилизирующую цепь, собранную по схеме на рис 5.8, *в* Емкость конденсатора C1 выбирают так, чтобы цепь R1, C1 не вносила затухания на высшей частоте рабочего диапазона, а цепь R2, C1 значительно ослабляла проникание напряжения с частотой подмагничивания на выход усилителя A1. Элементы цепи рассчитывают по формулам

$$(R1+R2)\geqslant 4\pi f_в L_{Г3},\ R1=R2/10,\ C1= =1/[4\pi f_п(R1+R_{вых\ УЗ})]$$

Коэффициент усиления усилителя A1 определяют исходя из получения номинального выходного напряжения $U_{вых\ ном}=I_{з\ ном}(R1+R2)$, а максимальное входное напряжение должно превышать это значение в 3...5 раз

Практическая схема УЗ катушечного магнитофона с $L_{Г3}=15...25$ мГн и $f_в=20$ кГц показана на рис. 5.9. Амплитудно-частотная характеристика канала полностью определяется цепью частотно-зависимой отрицательной ОС, охватывающей ОУ DA1; АЧХ предкоррекции на частотах ниже $f_2=1/(2\pi\tau_2)=50$ Гц обеспечивает цепь R5, C3 с постоянной времени 3100 мкс

Частотные и волновые потери ГЗ и магнитной ленты на высших частотах звукового диапазона компенсирует последовательный резонансный контур L1C4R8R9. Он настроен на высшую рабочую частоту и шунтирует резисторы R6, R7, задающие коэффициент усиления на средних частотах Добротность контура регулируют переменным резистором R9, что позволяет изменять степень коррекции в пределах 6...20 дБ в зависимости от потерь конкретной ГЗ и магнитной ленты. Резисторы R2—R4 обеспечивают режим ОУ по постоянному току от однополярного источника питания, а резистор R1 выполняет функции регулятора уровня записи. Чувствительность УЗ равна 0,2 В, входное сопротивление 50 кОм, максимальный ток записи 1,5 мА Кроме указанного на схеме могут быть использованы ОУ К140УД6, К140УД7, К157УД2 и др

Схема типового УЗ кассетного магнитофона показана на рис 5.10 На транзисторах VT1, VT2 выполнен линейный усилитель с высоким входным сопротивлением и коэффициентом усиления, равным шести. Низкочастотную коррекцию выполняет пассивная цепь R8, R9, C4 (R9·C4=

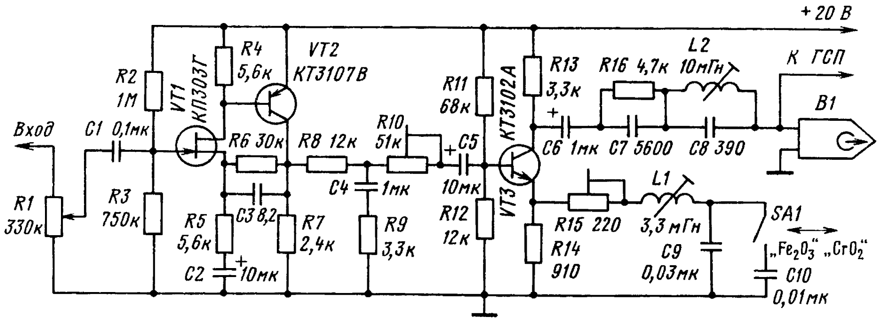


Рис 5.10

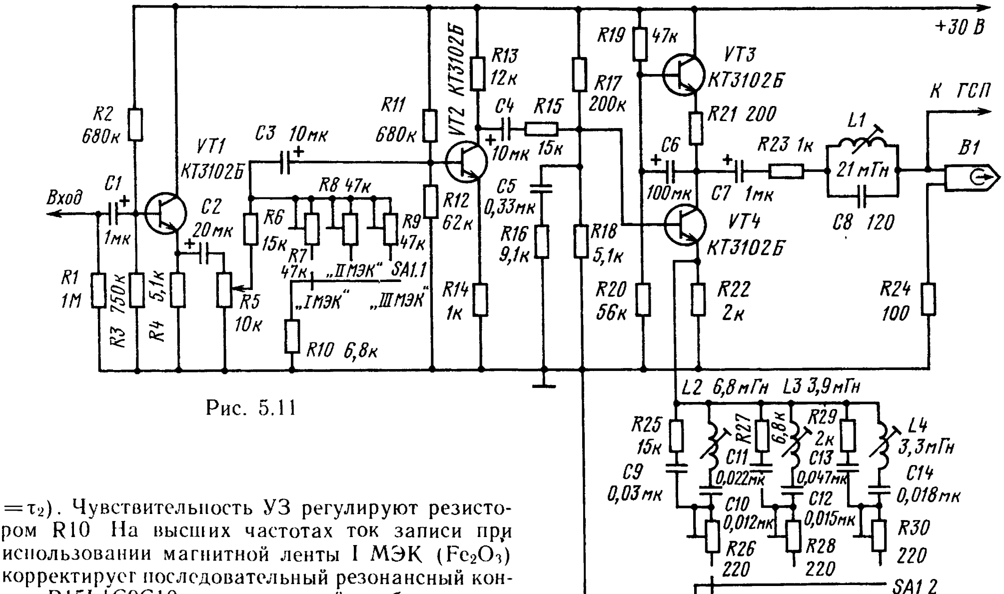


Рис. 5.11

$=\tau_2$). Чувствительность УЗ регулируют резистором R10 На высших частотах ток записи при использовании магнитной ленты I МЭК (Fe_2O_3) корректирует последовательный резонансный контур R15L1C9C10, уменьшающий глубину последовательной отрицательной ОС по току, которая охватывает выходной каскад на транзисторе VT3. При использовании магнитной ленты II МЭК (CrO_2) отключают конденсатор C10 и резонансная частота контура увеличивается Усилитель обеспечивает максимальный ток записи 0,6 мА и рассчитан на работу с ГУ индуктивностью 45..80 мГн

Схема УЗ высококачественного кассетного магнитофона представлена на рис. 5.11. Регулятор уровня записи – резистор R5. Делитель напряжения R5—R9, R10 корректирует чувствительность УЗ для разных типов магнитной ленты. Низкочастотные предыскажения обеспечивает цепь R15, R16, C5, включенная на выходе линейного усилителя на транзисторе VT2. Выходной каскад выполнен на транзисторе VT4 по схеме ОЭ с динамической нагрузкой в коллекторной цепи. Положительная ОС по переменному току через конденсатор C6 значительно повышает его выходное дифференциальное сопротивление со стороны эмиттера. Практически выходное сопротивление УЗ (около 26 кОм) определяют параллельно соединенные резисторы R19, R20.

Усилитель записи представляет собой, по существу, генератор тока Отсутствие токостабилизирующей цепи и сравнительно высокое напряжение питания позволяют получить большую перегрузочную способность усилителя даже при работе с ГУ индуктивностью 0,1...0,15 Гн

Высокочастотную предкоррекцию формируют цепи LCR, шунтирующие резистор R22 Для получения наиболее равномерной АЧХ для каждого типа магнитной ленты использован отдельный LC контур, шунтируемый RC цепями. Резистор R24 предназначен для контроля тока записи (милливольтметром) при налаживании магнитофона. Усилитель записи может быть использован совместно с ГЗ и ГУ, имеющими индуктивность от 15 до 150 мГн

Генераторы стирания и подмагничивания. В связи с жесткими требованиями к симметрии формы тока стирания и подмагничивания ГСП высококачественных магнитофонов выполняют, как правило, двухтактными. Требования к ста-

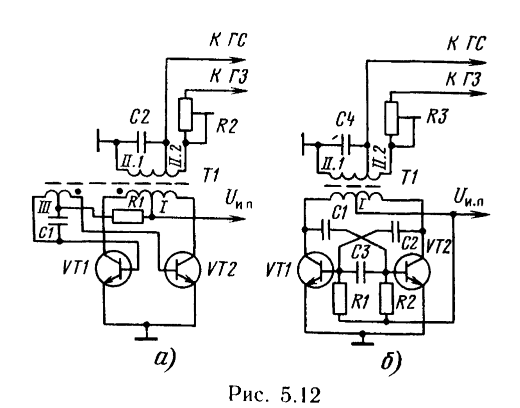


Рис. 5.12

бильности частоты невысоки, поэтому вполне пригодны LC генераторы с независимым возбуждением Глубину положительной ОС выбирают в несколько раз большей, чем необходимо для выполнения условия самовозбуждения (баланса амплитуд), с тем, чтобы обеспечить работу транзисторов в ключевом режиме с высокой степенью насыщения. Благодаря этому может быть достигнута высокая стабильность амплитуды выходного напряжения генератора (а значит, и тока подмагничивания), определяемая практически стабильностью напряжения питания Частоту генерации выбирают в пределах от 60 до 110 кГц, что обеспечивает одновременно низкий уровень интерференционных помех и небольшие потери в магнитопроводе магнитных головок.

Схемы наиболее распространенных ГСП с индуктивной и емкостной связью показаны на рис. 5 12. В ГСП с индуктивной связью (рис. 5 12, *а*) самовозбуждение происходит за счет напряжения ОС, подаваемого противофазно с обмотки III трансформатора T1 на базы транзисторов VT1, VT2 Оно переключает эти транзисторы попеременно из режима отсечки в режим насыщения и обратно. Фазы напряжения на коллекторе и базе транзисторов должны быть противоположны, поэтому обмотки I и III должны быть включены встречно. Головки подключены к отдельной обмотке II. Это дает возможность развязать цепи головок по постоянному току и обеспечить требуемый ток стирания и подмагничивания. Как правило, параллельно обмотке II включают конденсатор, образующий вместе с индуктивностью головок и обмоток трансформатора колебательный контур, который задает частоту генерации

В ГСП с емкостной связью (рис 5.12, *б*) напряжение на базу транзисторов поступает через конденсаторы обратной связи C1 и C2. Глубину ОС определяет емкость конденсатора связи C3, благодаря этому отпадает необходимость в обмотке обратной связи и ее фазировании. В обоих ГСП на базу транзисторов (через резистор R1 и обмотку III трансформатора T1 на рис. 5.12, *а* и через резисторы R1, R2 на рис. 5 12, *б*) подано небольшое открывающее напряжение. Оно переводит транзисторы в первый момент после включения питания в режим усиления, обеспечивая мягкое самовозбуждение генератора

Индуктивность части обмотки, подключенной к ГС (II.1), обычно выбирают в несколько раз (3..10) больше, чем индуктивность ГС. Поэтому частоту генерации ГСП с индуктивной и емкостной связью с достаточной точностью можно вычислить по формуле

$$f_г = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_к L_{ГС}}},$$

где $C_к$ — емкость конденсатора в цепи обмотки II, $L_{ГС}$ — индуктивность ГС

Коэффициент трансформации определяют исходя из требуемого тока стирания и подмагничивания. Напряжение на ГС, обеспечивающее номинальный ток стирания $I_{с\ ном}$, рассчитывают по формуле

$$U_{ГС} = 2\pi f_г I_{с\ ном} L_{ГС}.$$

Оно несколько выше требуемой ЭДС части стирающей обмотки $E_{II\ I}$, подключенной к ГС, из-за действия параллельного колебательного контура $L_{ГС}C_к$. В связи с тем, что добротность этого контура зависит от потерь в ГС, а также эквивалентного сопротивления генератора и трансформатора, для ориентировочных расчетов принимают $E_{II\ I} \approx U_{ГС}$. Точное значение $E_{II\ I}$, обеспечивающее заданный ток стирания, подбирают экспериментально с конкретной ГС Поскольку амплитуда напряжения на коллекторной обмотке равна удвоенному напряжению питания $U_{и\ п}$, коэффициент трансформации $K_{II\ I} = \omega_{II\ I}/\omega_I = \frac{U_{ГС}}{\sqrt{2}U_{и\ п}}$, где $\omega_{II\ I}$ и ω_I — соответственно число витков обмоток II.1 и I трансформатора T1.

Напряжение подмагничивания на ГЗ, обеспечивающее номинальный ток подмагничивания $I_{п\ ном}$,

$$U_{ГЗ} = 2\pi f_г I_{п\ ном} L_{ГЗ}.$$

Напряжение на всей обмотке II должно в 3..5 раз превышать это напряжение для возможности регулировки тока подмагничивания подстроечным резистором $R_п$ (R2 на рис 5.12, *а*, R3 на рис. 5 12 *б*), сопротивление которого должно в несколько раз превышать индуктивное сопротивление ГЗ на частоте $f_п$, т е. $R_п \geqslant (3...5) 2\pi f_г L_{ГЗ}$

Коэффициент трансформации обмотки, питающей ГЗ,

$$K_{II} = \omega_{II}/\omega_I = \frac{(3...5)\, U_{ГЗ}}{\sqrt{2}U_{и\ п}},$$

где ω_{II} — число витков всей обмотки питания головок. Если ГС имеет сравнительно большую индуктивность, то может оказаться, что напряжения $U_{ГС}$ и (3...5) $U_{ГЗ}$ примерно равны. В этом случае отвод для питания ГМ не нужен и головки включают параллельно

Коэффициент трансформации обмотки обратной связи генератора по схеме на рис. 5.12, *а*

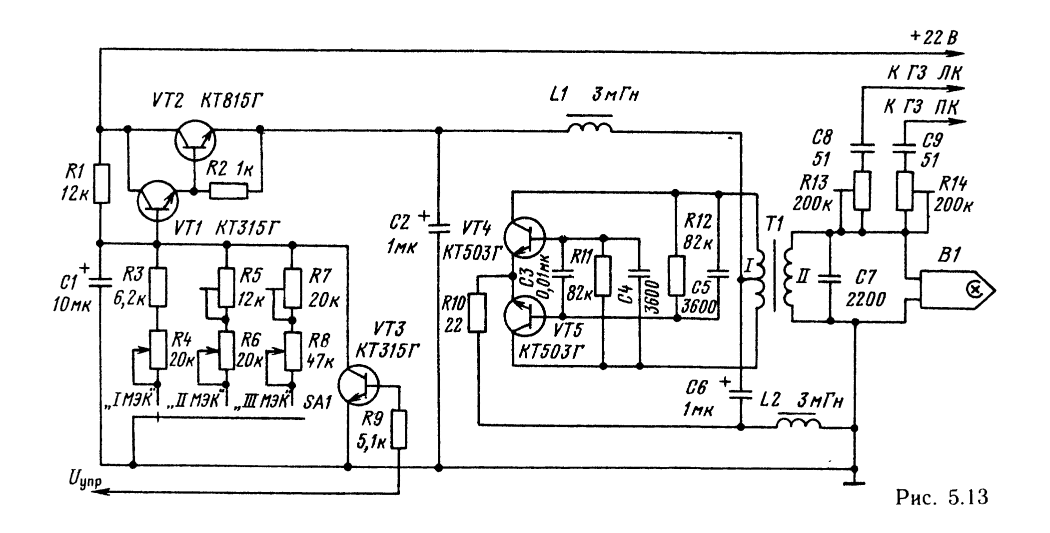


Рис. 5.13

определяют исходя из получения на базе транзисторов напряжения 1...1,5 В: $K_{III}=\omega_{III}/\omega_I=(0,7\ ..1,1)/U_{и\ п}$. Емкость конденсаторов в генераторе по схеме на рис. 5.12, *б* находят из условия $C1=C2=C3/(3..7)$, причем $C3 \gg C_к$, где $C_к$ — емкость коллектора транзисторов VT1, VT2. Сопротивление резисторов $R1=R2 \ll U_{и\ п}/I_{КБО}$, где $I_{КБО}$ — обратный ток коллектора транзисторов; для кремниевых транзисторов практически приемлемы значения R1 и R2 от 10 до 100 кОм. Транзисторы генераторы выбирают исходя из условий

$$U_{КЭ\ доп} > 3U_{и\ п},\ f_{h21б} > (20..40)f_г,$$
$$I_{K\ max} \geqslant U_{ГС} I_{с\ ном}/U_{и\ п}.$$

Практическая схема ГСП высококачественного кассетного стереофонического магнитофона показана на рис 5.13 Генератор рассчитан на работу с ГС индуктивностью 1 мГн и ГУ индуктивностью 45..65 мГн Конденсатор C7 задает частоту генерации $f_г=105$ кГц. Конденсаторы C8 и C9 образуют с универсальными головками последовательные колебательные контуры, настроенные на частоту $f_г$. Благодаря этому достигнуто дополнительное подавление высших гармоник тока подмагничивания. Хорошую симметрию тока стирания позволяет получить отрицательная ОС по току, напряжение которой выделяется на резисторе R10, включенном в цепь эмиттеров транзисторов VT4, VT5.

Ток подмагничивания для лент I МЭК (Fe_2O_3) устанавливают раздельно для ГУ левого и правого стереоканалов резисторами R13, R14, а для лент II МЭК (CrO_2) и III МЭК (FeCr) изменением напряжения питания генератора подстроечными резисторами R5 и R7 синхронно в обоих стереоканалах. (Соотношение токов подмагничивания в правом и левом каналах определяется только технологическим разбросом параметров ГУ и не зависит от типа ленты.) Точно подстраивают ток подмагничивания при эксплуатации магнитных лент разного типа регуляторами R4, R6, R8, выведенными на панель управления магнитофона.

Включением генератора управляет транзистор VT3. В режиме воспроизведения на его базу подают напряжение $U_{упр}=20$ В, и он замыкает на общий провод базу транзистора VT1, отключая питание генератора. В режиме записи база транзистора VT3 заземляется и транзистор закрывается. Благодаря цепи R1, C1 напряжение на базе транзистора VT1 и на генераторе плавно увеличивается до значения, задаваемого делителями напряжения R1, R3—R8, что исключает намагничивание головки импульсами тока при включении Конденсаторы C2, C6 и катушки индуктивности L1, L2 предотвращают паразитное проникание высокочастотного напряжения в цепи питания. Трансформатор T1 выполнен в броневом ферритовом магнитопроводе М2000НМ-15-Б18. Первичная обмотка содержит 2×50 витков, а вторичная — 150 витков провода ПЭВ-1 0,16.

Типовая схема ГСП с индуктивной связью на специализированной микросхеме К157ХП2 изображена на рис. 5.14. Микросхема DA1 содержит стабилизатор напряжения с защитой выхода от перегрузки и перегрева (ток короткого замыкания 150...450 мА) и два n-p-n транзистора с резисторами смещения Выходное напряжение стабилизатора снимают с вывода 11 Оно может быть установлено в пределах 1,3..33 В резистором R1. Для нормальной работы

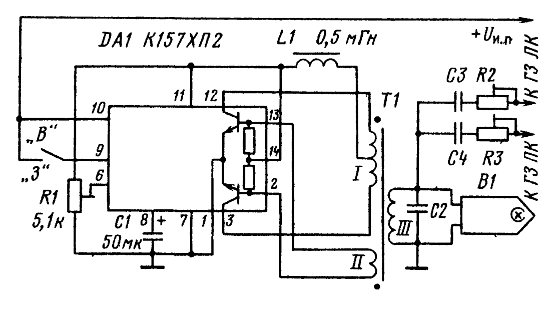


Рис. 5.14

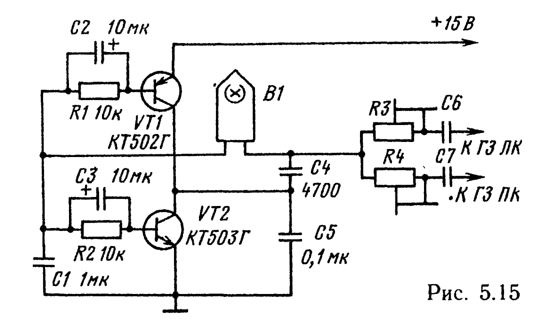


Рис. 5.15

стабилизатора напряжение питания, подаваемое на вывод 10, должно превышать выходное не менее чем на 2,5 В. Время нарастания (в миллисекундах) выходного напряжения до номинального при включении режима записи (выключателем SA1) приближенно равно емкости конденсатора C1, выраженной в микрофарадах.

Схема биотрансформаторного ГСП показана на рис. 5.15. Генератор представляет собой модифицированный двухтактный автогенератор, собранный по схеме «трехточки» с емкостной ОС. Он выполнен на комплементарных транзисторах VT1, VT2. Роль индуктивности здесь играет ГС В1, образующая с конденсаторами C4 и C5 колебательный контур. Частота генерации равна

$$f_г = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{B1}\frac{C4C5}{C4+C5}}}.$$

При указанных на схеме номиналах элементов и использовании головки 6С249.10 с последовательным включением обмоток генератор позволяет получить на частоте 60 кГц ток стирания 120 мА и выходное напряжение 75 В при потребляемом токе 30 мА. При использовании головки 3С124.21.0 и конденсатора C4 емкостью 0,01 мкФ частота генерации повышается до 90 кГц, ток стирания 120 мА, потребляемый — 40 мА, а выходное напряжение равно 30 В. При использовании других головок следует иметь в виду, что частота генерации зависит в основном от емкости конденсатора C4, а выходное напряжение и ток стирания — от емкости C5.

Усилители воспроизведения. Они предназначены для усиления и частотной коррекции сигнала ГВ с целью получения стандартного уровня выходного сигнала, совместимого с другими звеньями звуковоспроизводящего комплекса. Напряжение сигнала магнитной головки весьма мало (типовое значение 1 мВ на частоте 1 кГц), поэтому УВ является наиболее чувствительным узлом во всем канале звуковоспроизведения. При проектировании УВ следует стремиться к получению минимального уровня собственных шумов.

Частотная коррекция в УВ необходима по трем основным причинам. Во-первых, ГВ индукционного типа обладают дифференцирующим свойством, т. е. их ЭДС пропорциональна скорости изменения магнитного потока и поэтому увеличивается с крутизной 6 дБ/октава при увеличении частоты и постоянном магнитном потоке ленты. Для компенсации дифференцирующего действия головки УВ должен иметь интегрирующую АЧХ, т. е. спадающую с увеличением частоты с крутизной 6 дБ/октава. Во-вторых, в УВ должно быть скомпенсировано отклонение от линейной характеристики стандартной АЧХ потока короткого замыкания магнитной ленты N(f) в соответствии с формулой (5.1). Поэтому в УВ должна быть введена коррекция, обратная N(f). В-третьих, в УВ нужно скомпенсировать собственные частотные и волновые (зависящие от длины волны записи) потери реальной ГВ.

При разработке УВ необходимо учитывать внутреннее сопротивление магнитной головки, имеющее индуктивный характер и изменяющееся в рабочем диапазоне частот почти в 100 раз. Для согласования ГВ с УВ, обеспечивающего отсутствие дополнительных частотных потерь, входное сопротивление УВ $R_{вх\,УВ}$ должно быть в несколько раз больше сопротивления ГВ на высшей частоте рабочего диапазона, т. е.

$$R_{вх\,УВ} \geqslant (2...3)\, 2\pi f_в L_{ГВ}.$$

Уровень собственных шумов УВ зависит от выбора схемного решения, типа и режима работы усилительных элементов входного каскада. Для биполярного транзистора при заданном полном внутреннем сопротивлении источника сигнала существует определенное значение $I_К$, при котором шумы, приведенные ко входу УВ, минимальны.

С учетом того, что входное сопротивление правильно спроектированного УВ по меньшей мере в несколько раз превышает сопротивление ГВ, напряжение шумов, приведенное ко входу УВ, обусловленное собственными тепловыми шумами транзистора и ГВ, определяется по формуле

$$U_{ш\,БТ} = \sqrt{\left[1{,}62\cdot10^{-2}(R_г+r_б) + \frac{2{,}04\cdot10^{-22}}{I_К}\right] f_в + \frac{3{,}2\cdot10^{-19} I_К}{h_{21Э}} \times \left[(R_г+r_б)^2\left(f_в + f_ф \ln\frac{f_в}{f_н}\right) + (2\pi L_г f_в)^2\left(\frac{f_в}{3}+\frac{f_ф}{2}\right)\right]} \quad (5.2а)$$

для входного каскада на биполярном транзисторе и

$$U_{ш\,ПТ} = 1{,}27\cdot10^{-10} \times \sqrt{R_г f_в + \frac{0{,}7}{S}\left(f_в + f_ф \ln\frac{f_в}{f_н}\right)} \quad (5.2б)$$

для входного каскада на полевом транзисторе.

Для биполярного транзистора оптимальный режим, обеспечивающий минимальный уровень шумов, достигается при оптимальном токе коллектора

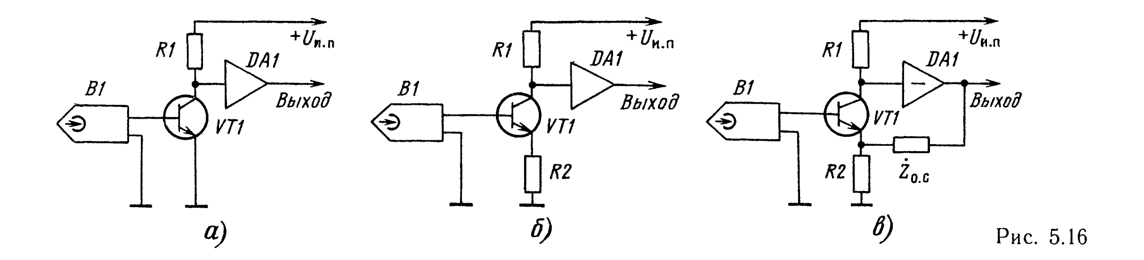


Рис. 5.16

$$I_{К\,опт}=$$

$$=2{,}53\cdot 10^{-2}\sqrt{\frac{h_{21Э}f_в}{(R_г+r_б)^2\left(f_в+f_ф\ln\frac{f_в}{f_н}\right)+(2\pi L_г f_в)^2\left(\frac{f_в}{3}+\frac{f_ф}{2}\right)}},\qquad(5.3)$$

а для полевого транзистора соответствует максимуму крутизны характеристики S в рабочей точке.

Значения $U_ш$, рассчитанные по формулам (5.2), соответствуют взвешенному по кривой МЭК-А напряжению шумов УВ с АЧХ коррекцией, соответствующей стандартным постоянным времени $\tau_1=50$ мкс, $\tau_2=3180$ мкс и резонансной коррекцией высокочастотных потерь ГВ на частоте $f_в$ глубиной 6...10 дБ. Для УВ с $\tau_1=70$ мкс полученные значения $U_ш$ необходимо увеличить на 2 дБ (1,25 раза), $\tau_1=90$ мкс — на 3 дБ (1,4 раза), $\tau_1=120$ мкс — на 5 дБ (1,8 раз).

Схему входного каскада УВ выбирают исходя из требований, предъявляемых ко входному сопротивлению и нелинейным искажениям. Рассмотрим простейшую схему входного каскада УВ, показанную на рис. 5.16, *а*. Здесь выполнение условия $R_{вх}\geqslant(2...3)\,2\pi f_в L_г$ зависит от параметров конкретного транзистора. Оно удовлетворяется вплоть до $f_в=20$ кГц и $L_г=0{,}1$ Гн, но при этом коэффициент нелинейных искажений достигает значения $K_г=1$ %. Поэтому схему на рис. 5.16, *а* используют только в самых простых магнитофонах.

Резистор R2 отрицательной ОС по току (рис. 5.16, *б*) обеспечивает приемлемый коэффициент гармоник $K_г$ при заданном уровне входного сигнала. Сопротивление этого резистора должно быть

$$R2\geqslant\frac{U_{вх}/4K_г-25\cdot 10^{-3}}{I_э}.\qquad(5.4)$$

Выполнение этого условия позволяет также повысить входное сопротивление и обеспечить его меньшую зависимость от параметров транзистора. К недостаткам каскада на рис. 5.16, *б* относится ухудшение шумовых свойств, обусловленное тепловыми шумами эмиттерного резистора R2. При расчете общего уровня шумов УВ по формуле (5.2а) тепловой шум резистора R2 учитывают заменой сопротивления $r_б$ на сумму $r_б+R2$. Каскад по схеме на рис. 5.16, *б* применяют в магнитофонах средней сложности.

В каскаде на рис. 5.16, *в* можно получить наименьший уровень собственных шумов при минимальных нелинейных искажениях. Сопротивление резистора R2 выбирают из условия $R2<r_б/(2...3)$, при этом коэффициент нелинейных искажений может быть доведен до сотых долей процента.

Наиболее жесткие требования по $R_{вх}$ и $K_г$ к УВ предъявляют на высших звуковых частотах, поэтому каскад с общей отрицательной ОС (рис. 5.16, *в*) оказывается особенно выгодным для УВ с интегрирующей АЧХ. Схема УВ с общей частотно-зависимой отрицательной ОС преобладает в высококачественных магнитофонах.

Стандартную АЧХ УВ без учета собственных потерь в ГВ описывают выражением

$$K_{УВ}(f)=10\lg\left[1+\frac{1}{(2\pi f\tau_1)^2}\right]-10\lg\left[1+\frac{1}{(2\pi f\tau_2)^2}\right],\ дБ.\qquad(5.5)$$

Значения приведенной АЧХ относительно опорной частоты $f_{оп}=1$ кГц для стандартных постоянных времени τ_1 и $\tau_2=3180$ мкс приведены в табл. 5.3.

Расчет элементов цепи общей частотно-зависимой отрицательной ОС (рис. 5.17), обеспечивающей стандартную АЧХ коррекции УВ и не ухудшающей шумовых свойств транзистора входного каскада, может быть выполнен по формулам

$$\left.\begin{array}{l}R1\leqslant r_б/(2...3);\ C2=\tau_2/[K_{УВ}\times\\ \times(1\ кГц)\ 16R1];\\ R2=\tau_1/C2;\ R3=\tau_2/C2,\end{array}\right\}\qquad(5.6)$$

где $r_б$ — сопротивление базы входного транзистора; $K_{УВ}$ (1 кГц) — коэффициент усиления УВ, обеспечивающий заданное выходное напряжение (обычно 0,5 В) при известной ЭДС ГВ на частоте 1 кГц.

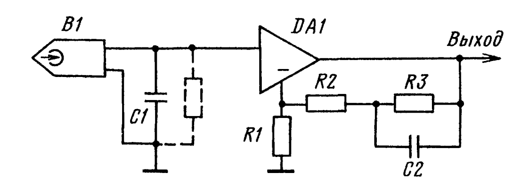


Рис. 5.17

Таблица 5.3. **Значения приведенной АЧХ УВ относительно опорной частоты**

f, Гц	$K_{ув}(f)/K_{ув}(1\ кГц)$, дБ, для τ_1			
	70 мкс	120 мкс	50 мкс	90 мкс
16	24,8	23,6	25,2	24,4
31,5	23,8	22,6	24,2	23,4
63	21,1	20	21,5	20,7
125	16,7	15,5	17	16,2
250	11,2	10,1	11,5	10,8
500	5,4	4,6	5,7	5,1
1 000	0	0	0	0
2 000	—4,3	—2,8	—5,0	—3,6
4 000	—6,7	—3,9	—8,3	—5,4
8 000	—7,6	—4,3	—9,8	—5,9
16 000	—7,9	—4,4	—10,3	—6,1
20 000	—7,9	—4,4	—10,4	—6,1

Собственные частотные потери ГВ на высших частотах можно компенсировать включением последовательного колебательного контура, шунтирующего резистор R1 и подобного используемому в УЗ для формирования предкоррекции тока записи. Более простой способ коррекции — применение в качестве R2 подстроечного резистора. Тогда увеличение сопротивления R2 по сравнению с определяемым формулой (5.6) приведет к подъему усиления на высших частотах, а уменьшение — к спаду.

Для коррекции может быть также использован параллельный колебательный контур во входной цепи, образованный индуктивностью ГВ и емкостью конденсатора C1. Резонансную частоту этого контура $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C1}}$ устанавливают несколько выше верхней частоты рабочего диапазона. Глубину коррекции определяет добротность контура. Для типовых значений $Q = 1{,}5...3$ она равна 3...10 дБ. При необходимости добротность (и глубина коррекции) может быть уменьшена включением дополнительного шунтирующего резистора (он показан на схеме штриховой линией).

Практическая схема УВ высококачественного кассетного магнитофона с двумя головками показана на рис. 5.18. Отличительная особенность УВ — применение электронного коммутатора ГУ, выполненного на транзисторах VT1—VT5, позволяющего расположить элементы коммутации в непосредственной близости от коммутируемых цепей и повысить надежность усилителя исключением механических контактов.

В режиме воспроизведения на базу транзистора VT4 подают открывающее напряжение, из-за чего транзисторы VT1—VT3 переходят в насыщение. Нижний по схеме вывод ГУ оказывается подключенным через открытые транзисторы VT1, VT2 к общему проводу. Сигнал воспроизведения беспрепятственно проходит через конденсатор C2 на вход усилителя, выполненного на транзисторах VT6, VT7, так как напряжение на базе ключевого транзистора VT5 равно нулю и он закрыт.

В режиме записи база транзистора VT4 имеет нулевой потенциал, поэтому транзисторы VT1—VT3 закрываются и нижний вывод ГУ B1 подключается к выходу УЗ и ГСП. На базу транзистора VT5 подается положительное напряжение, транзистор открывается и соединяет верхний по схеме вывод ГУ с общим проводом, одновременно блокируя вход УВ. Транзисторы VT2 и VT5 коммутатора включены инверсно, что обеспечивает уменьшение почти в 10 раз их напряжения насыщения.

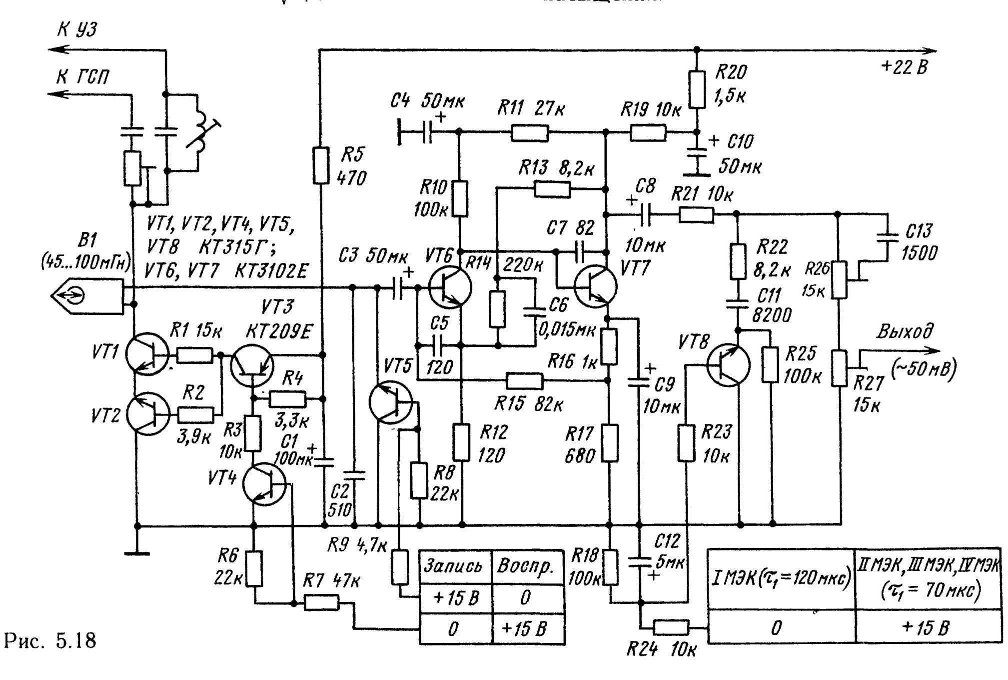


Рис. 5.18

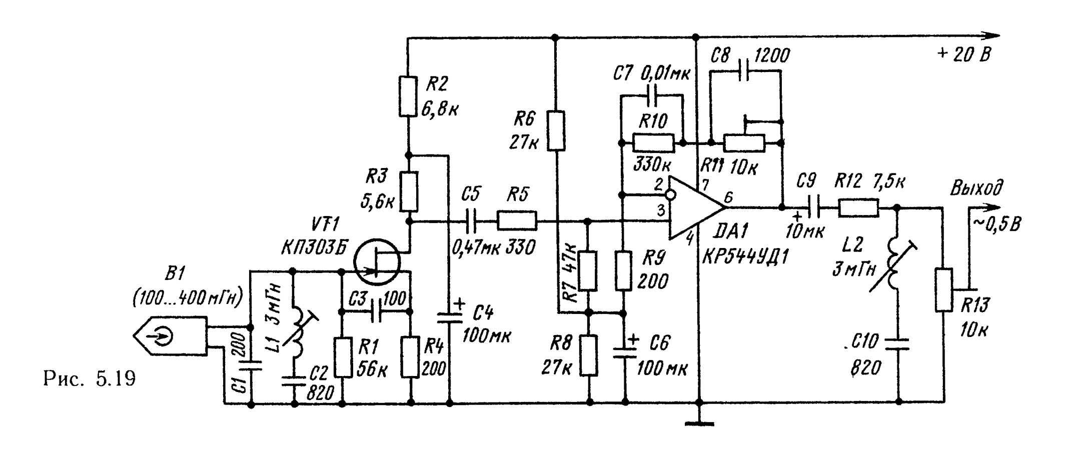


Рис. 5.19

Режим транзисторов VT6 и VT7 усилителя жестко стабилизирован по постоянному току двумя цепями отрицательной ОС — по напряжению через резисторы R11, R10 и по току через резисторы R17, R15, охватывающей оба каскада. Усилитель также охвачен цепью общей частотно-зависимой отрицательной ОС по напряжению (R13, R14, C6, R12), формирующей АЧХ коррекции, соответствующей постоянным времени $\tau_1 = R13C6$ и $\tau_2 = R14C6$. Входное сопротивление (около 80 кОм) определяется практически сопротивлением резистора R15.

Амплитудно-частотную характеристику коррекции при работе с магнитными лентами II МЭК, III МЭК и IV МЭК ($\tau_1 = 70$ мкс) формирует пассивная цепь R21, R22, C11, коммутируемая электронным ключом на транзисторе VT8. Высокочастотную коррекцию потерь в ГУ обеспечивают контур C2B1 и пассивная перестраиваемая цепь R26, C13. Разделительный конденсатор C3 на входе УВ имеет сравнительно большую емкость, что необходимо для снижения уровня собственных шумов УВ в области низших частот.

Усиление сигнала на частоте 1 кГц — около 34 дБ (50 раз), что при средней чувствительности ГУ 1 мВ соответствует выходному напряжению 50 мВ. Дальнейшее усиление до номинального уровня 0,5 В может быть выполнено любым линейным усилителем.

Схема УВ катушечного магнитофона показана на рис. 5.19. Входной каскад с линейной АЧХ и усилением 14 дБ выполнен на полевом транзисторе VT1. Он гальванически (без дополнительного конденсатора, являющегося источником избыточного шума) связан с ГВ и обеспечивает низкий уровень шумов при работе с магнитной головкой индуктивностью 100...400 мГн. Частотную коррекцию выполняет каскад на ОУ DA1, охваченном цепью R11, C7, R10, R9 частотно-зависимой отрицательной ОС. Стандартную низкочастотную коррекцию обеспечивает цепь C7, R10 с постоянной времени $\tau_2 = C7 \cdot R10$, а высокочастотная выполнена регулируемой ($\tau_1 = C7R11$) и допускает как подъем, так и спад АЧХ на высших частотах относительно стандартной.

Питается ОУ DA1 от однополярного источника с искусственной средней точкой, образованной делителем R6, R8. Последовательные контуры L1C2 и L2C10 защищают вход и выход УВ от проникания напряжения с частотой подмагничивания (100 кГц). Параллельный контур C1B1, добротность которого ограничена резистором R1, служит для компенсации частотных и волновых потерь в ГВ. Усилитель воспроизведения имеет на частоте 1 кГц усиление около 54 дБ и может работать с головкой индуктивностью 100... 400 мГн.

На рис. 5.20 показана схема УВ кассетного магнитофона на специализированной микросхеме К157УЛ1 (в скобках указаны номера выводов для второго канала). Входной каскад микросхемы выполнен на биполярном транзисторе специальной структуры со сверхмалым сопротивлением базы и низкой частотой среза фликер-шума. Благодаря этому приведенный ко входу уровень шумов в несколько раз меньше, чем у других малошумящих микросхем. Микросхема К157УЛ1 практически не уступает по шумовым характеристикам малошумящим дискретным транзисторам.

Элементы R2—R4, C7, R8 образуют цепь частотно-зависимой отрицательной ОС, формирующей стандартную коррекцию с $\tau_1 = R3C7 = 70$ мкс при открытом электронном ключе на транзисторе VT1 и $\tau_1 = (R3 + R4)/C7 = 120$ мкс — при закрытом. Переключают ключ управляющим постоянным напряжением, подаваемым на затвор

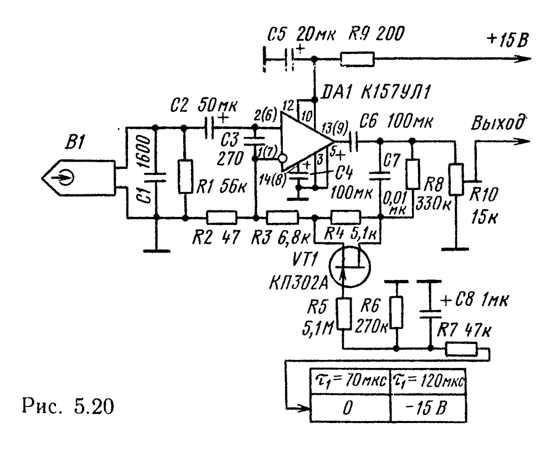


Рис. 5.20

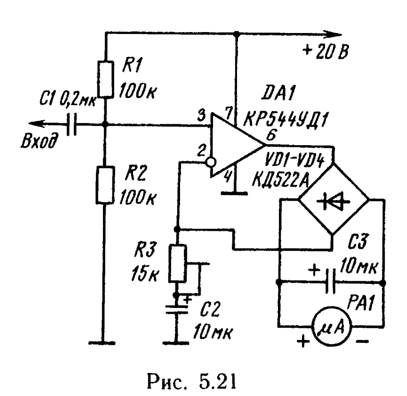


Рис. 5.21

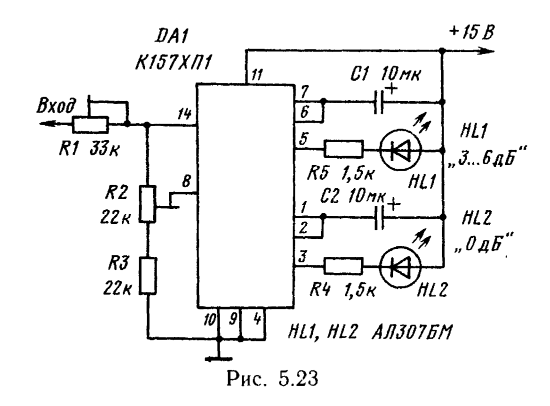


Рис. 5.23

транзистора VT1 через сглаживающую цепь R5, C8, R6, R7. Резонансную частоту и добротность контура коррекции АЧХ на высших звуковых частотах определяют головка B1, конденсатор C1 и резистор R1. Усиление УВ на частоте 1 кГц около 52 дБ.

Индикаторы уровня (ИУ). Они предназначены для визуального контроля намагничивания ленты в режиме записи с целью установки оптимального уровня ее намагниченности (уровня записи), соответствующего верхней границе динамического диапазона канала записи — воспроизведения, т. е предельно допустимому уровню нелинейных искажений.

Схема типового ИУ показана на рис. 5.21. Индикатор представляет собой вольтметр переменного тока, показания которого соответствуют средневыпрямленному значению входного напряжения. Включение микроамперметра PA1 и выпрямительного моста на диодах VD1—VD4 в цепь отрицательной ОС ОУ DA1, включенного по схеме неинвертирующего усилителя, обеспечивает высокое входное сопротивление ИУ $R_{вх} = R1R2/(R1+R2)$, линейность и широкие частотные пределы детектирования. Чувствительность ИУ равна $U_{вх} = R3I_{PA1}$ (где I_{PA1} — ток полного отклонения стрелки микроамперметра PA1): ее можно регулировать подстроечным резистором R3.

Схема ИУ на специализированной микросхеме К157ДА1 показана на рис. 5.22. Каждый канал этой микросхемы содержит усилитель с коэффициентом усиления по напряжению 7...10 и двухполупериодный выпрямитель. Конденсатор фильтра C1 и регулятор чувствительности R2

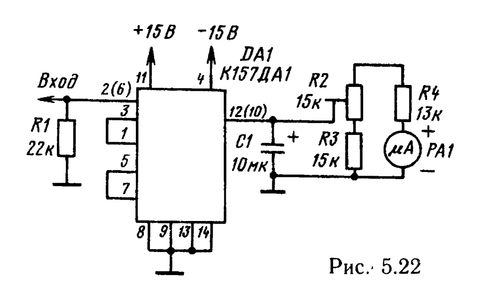


Рис. 5.22

подключены к выходу детектора так, что при любом положении движка резистора динамическая характеристика, определяемая постоянной времени цепи разрядки конденсатора, остается неизменной. С указанными на схеме номиналами элементов и микроамперметром с током полного отклонения стрелки 150 мкА чувствительность ИУ равна 100...140 мВ, а входное сопротивление 22 кОм.

Оба описанных ИУ обеспечивают динамическую характеристику, присущую индикаторам среднего уровня, с временем усреднения, определяемым постоянной времени установления показаний применяемого стрелочного индикатора (типовое значение 150...200 мс) Такие индикаторы не позволяют обнаруживать кратковременные превышения среднего уровня, что может привести к неконтролируемым перегрузкам магнитной ленты, приводящим к заметным нелинейным искажениям. В связи с этим в высококачественных магнитофонах в дополнение к индикаторам среднего уровня устанавливают индикаторы максимального уровня с малым временем интеграции, позволяющие заметить кратковременные (не более 10...30 мс) превышения номинального значения уровня записи.

На рис. 5.23 показана схема двухпорогового индикатора максимального уровня, выполненного на специализированной микросхеме К157ХП1. В состав каждого из двух ее идентичных каналов входит предварительный усилитель с амплитудным дискриминатором, формирователь временного интервала и усилитель мощности. При превышении, даже кратковременном, входным сигналом порогового уровня, равного 1 В, дискриминатор запускает формирователь, длительность импульса на выходе которого пропорциональна емкости внешнего конденсатора (C1 и C2) и достаточна для визуального обнаружения. Выходной усилитель мощности обеспечивает на время этого импульса «заземление» выхода устройства (выводов 5 или 3) с максимальным втекающим током 70 мА, что позволяет использовать в качестве световых индикаторов как светодиоды, так и миниатюрные лампы накаливания. Чувствительность ИУ (порог свечения светодиода HL2) устанавливают резистором R1, а входной уровень, соответствующий свечению второго све-

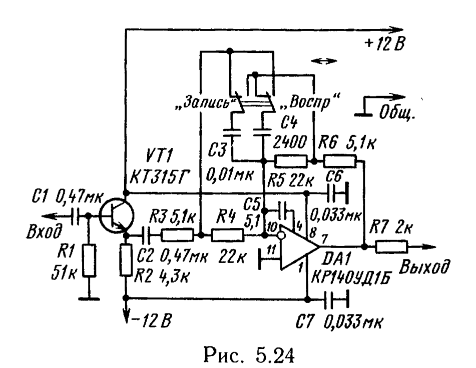


Рис. 5.24

тодиода, устанавливают резистором R2 на 3... 6 дБ выше.

Шумоподавляющие устройства. Принцип действия шумоподавляющих устройств основан на автоматическом уменьшении коэффициента передачи или ширины полосы пропускания при уменьшении уровня или ширины частотной полосы полезного сигнала.

Динамический шумопонижающий фильтр, схема которого показана на рис. 5.24, относится к простейшим устройствам шумопонижения однократного действия, т. е. обрабатывающим сигнал только в режиме воспроизведения. Динамический фильтр автоматически сужает полосу пропускания с 20 до 1,5 кГц, если сигнал имеет уровень ниже —40...—50 дБ. При этом обеспечивается эффективное (для приведенной схемы на 10... 15 дБ) подавление характерных для кассетных магнитофонов высокочастотных шумов («шипения»), наиболее заметных в паузах. Спектр полезного сигнала почти не изменяется, поскольку при малой громкости относительное содержание высокочастотных составляющих в реальном музыкальном сигнале невелико и ограничение полосы малозаметно, а при средней и большой громкости динамический фильтр уже не ограничивает полосу пропускания. Интегральная микросхема DA1 выполняет функции ФНЧ второго порядка с крутизной спада АЧХ 12 дБ/октава. В устройстве предусмотрена возможность установки (резистором R3) порога шумопонижения в пределах от —50 дБ (при R3 = 1 МОм) до —30 дБ (при R3 = 0), а также регулировки резистором R2 начальной частоты среза в пределах от 1 кГц (R2 = 150 кОм) до 20 кГц (R2 = 0). Время реакции на нарастание сигнала (время расширения полосы) зависит от сопротивления резистора R4, а время реакции на спад сигнала (время восстановления узкой полосы) — от емкости конденсаторов C2, C3. С указанными на схеме номиналами время нарастания и спада равно соответственно 3 и 100 мс. Номинальный уровень входного сигнала 100, выходного — 500 мВ, коэффициент нелинейных искажений при перегрузке 15 дБ не превышает 0,5 %.

Более совершенными устройствами шумопонижения являются компандеры (от слов КОМПрессор + экспАНДЕР), т. е. шумоподавители двойного действия, обрабатывающие сигнал как в режиме записи, так и в режиме воспроизведения, причем характеристики обработки при записи и при воспроизведении взаимообратны, благодаря этому сигнал после декодирования при воспроизведении восстанавливается без потери прозрачности и объемности, возникающих при использовании шумоподавителей однократного дей-

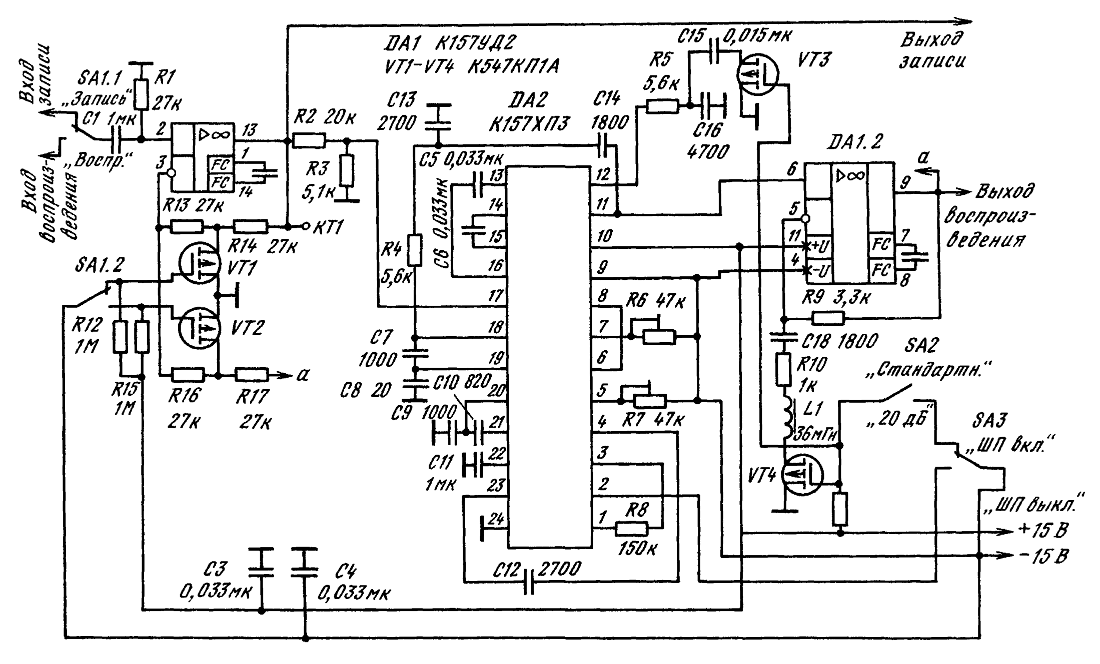


Рис. 5.25

ствия. Обработка сигнала компандерами в режиме воспроизведения близка к обработке, обеспечиваемой динамическими фильтрами, основное отличие состоит в повышении порога шумопонижения у компандеров, что благоприятно сказывается на эффективности шумопонижения.

На рис. 5.25 приведена схема компандера, выполненного на микросхеме К157ХП3 в нестандартном включении. В режиме воспроизведения сигнал с выхода усилителя воспроизведения через переключатель SA1.1 подается на линейный усилитель, выполненный на операционном усилителе (ОУ) DA1.1, и далее — на микросхему DA2, обеспечивающую шумопонижение. Минимальная частота среза по сравнению со стандартным включением уменьшена более чем на две октавы, что обеспечивает более высокую эффективность шумопонижения и приближает характеристики компандера к характеристикам популярного шумоподавителя «Dolby-G». После каскада динамической обработки сигнал подается через каскад «спектрального скоса» (ОУ DA1.2) на выход воспроизведения. Каскад «спектрального скоса» имеет независящий от уровня сигнала подъем АЧХ на высших звуковых частотах в режиме воспроизведения и эквивалентный спад АЧХ в режиме записи, что обеспечивает более точную работу компандера при сильной нелинейности АЧХ канала магнитной записи-воспроизведения.

В режиме записи микросхема DA2 с помощью коммутатора на полевых транзисторах VT1 и VT2 включается в цепь ООС, охватывающей ОУ DA1.1, которая поддерживает на выходе воспроизведения напряжение равным входному для микросхемы DA1.1, при этом коэффициент передачи компандера на выход записи становится обратно пропорциональным коэффициенту передачи DA2. Таким образом, в режиме записи на выходе сигнал претерпевает обработку, обратную обеспечиваемой в режиме воспроизведения. Выход записи компандера соединяется со входом оконечного усилителя записи магнитофона. Для нормальной работы регулятор уровня записи должен быть установлен между предварительным усилителем записи и входом записи компандера.

Переключатель SA2 дает возможность выбора режима работы компандера — «Стандартн.», близкий к типовому режиму микросхемы К157ХП3 в режиме воспроизведения, при этом обеспечивается шумопонижение на частотах выше 1,5 кГц на 15 дБ, или «20 дБ», при этом обеспечивается шумопонижение для частот выше 300 Гц на 20 дБ. Номинальное входное напряжение компандера равно 245 мВ, номинальное выходное — 775 мВ. При необходимости воспроизведения или записи обычных фонограмм обработка сигнала может быть отключена переключателем SA3, при этом компандер преобразуется в усилитель с линейной АЧХ и коэффициентом усиления 10 дБ.

Система динамического и адаптивного подмагничивания (СДП и САДП). Эти системы в отличие от устройств шумопонижения расширяют динамический диапазон канала магнитной записи увеличением перегрузочной способности в области высших звуковых частот. Их принцип действия основан на динамическом изменении (адаптации) тока высокочастотного подмагничивания в зависимости от уровня и спектрального состава сигнала записи. Если в спектре этого сигнала преобладают низко- и среднечастотные составляющие, а уровень высокочастотных невелик, то запись идет, как обычно, при фиксированном токе подмагничивания, обеспечивающем минимальные нелинейные искажения на средних частотах. С увеличением уровня высокочастотных составляющих сигнала записи СДП автоматически снижает ток высокочастотного подмагничивания, чем достигается выравнивание амплитудной характеристики и компенсация дополнительных частотных потерь, вызванных перемодуляцией магнитной ленты.

На рис. 5.26 приведена схема простейшей СДП. Высокочастотные составляющие сигналов записи правого и левого каналов, снимаемые с выходов усилителей записи, пройдя через взвешивающие фильтры верхних частот C1R1 и C2R2, поступают на линейные детекторы, выполненные на микросхеме DA1. Выходы детекторов объединены на сглаживающем конденсаторе C3, формирующем динамическую характеристику устройства. На микросхеме DA2 выполнен двухтактный генератор стирания-подмагничивания (ГСП). Ток подмагничивания модулируется изменяющимся напряжением питания ГСП, снимаемым с внутреннего стабилизатора микросхемы DA2 (вывод 11). На управляющий вход стабилизатора через делитель R4R7 поступает напряжение с его выхода, а через резистор R3 и контакты переключателя SA1 — с выходов детектора при этом

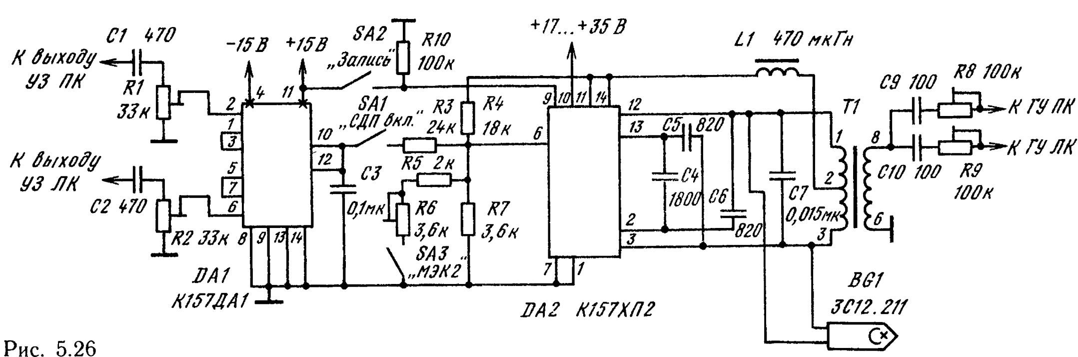


Рис. 5.26

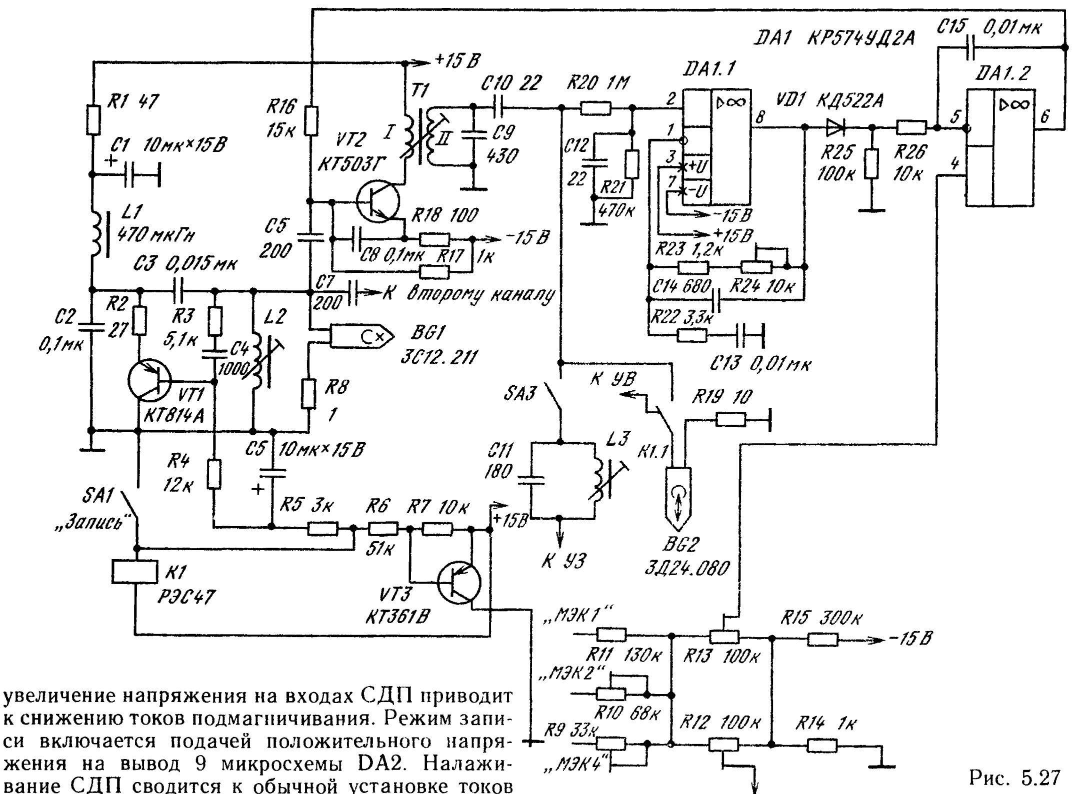


Рис. 5.27

увеличение напряжения на входах СДП приводит к снижению токов подмагничивания. Режим записи включается подачей положительного напряжения на вывод 9 микросхемы DA2. Налаживание СДП сводится к обычной установке токов подмагничивания при малых уровнях записи для магнитной ленты МЭК1 резисторами R8 и R9, для МЭК2 — резистором R6, а также линеаризации АЧХ канала записи на высших частотах при повышенных уровнях записи резисторами R1 и R2. В качестве T1 применен трансформатор ГСП магнитофона «Маяк-231».

В связи с тем, что модуляция тока подмагничивания в простейшей СДП осуществляется параллельно и одинаково в обоих стереоканалах, при записи программ с ярко выраженным стереоэффектом модуляции подмагничивания в одном из каналов записи (в данный момент не имеющего высокочастотных составляющих сигнала записи) становится паразитной и может привести к заметному на слух искажению. От этого недостатка свободна САДП с раздельным управлением током подмагничивания в стереоканалах, схема которого приведена на рис. 5.27.

Система адаптивного подмагничивания состоит из генератора стирания, выполненного по схеме емкостной трехточки на транзисторе VT1, амплитудных модуляторов тока подмагничивания на транзисторе VT2 и схемы формирования модулирующего напряжения на ОУ DA1.1 и DA1.2. Схемы модуляторов и формирования модулирующего напряжения обоих стереоканалов одинаковы и независимы, поэтому на схеме изображен только один канал.

Модуляторы подмагничивания представляют собой линейные резонансные усилители, коэффициент усиления которых зависит от напряжения смещения, подаваемого на базу VT2 через делитель R16R17. Высокочастотное напряжение также подается на базу транзистора, но через емкостный делитель C5C8 с выхода генератора стирания С выхода модулятора ток подмагничивания подается в головку записи через конденсатор связи C10, емкость которого выбрана таким образом, чтобы обеспечить нормальную работу САДП с головками индуктивностью 45...190 мГн. Ток записи, беспрепятственно проходя через фильтр-пробку L3C11, суммируется с током подмагничивания на головке BG2. Фильтр нижних частот R20C12R21 и каскад коррекции на ОУ DA1.1 преобразуют напряжение, создаваемое на магнитной головке токами записи и подмагничивания, а напряжение, пропорциональное эффективному току подмагничивания $I_{п\ эфф}$, определяется формулой

$$I_{п\ эфф} = I_з(f/f_в)K + I_п,$$

где $I_з$ и f — ток и частота тока записи; $f_в$ — высшая частота рабочего диапазона; K — параметр конструкции головки записи (для большинства головок K=2...3); $I_п$ — ток высокочастотного подмагничивания.

Регулировка сопротивления резистора R24 обеспечивает установку оптимального для конкретной магнитной головки значения коэффициента K. Напряжение эффективного подмагничивания выпрямляется диодом VD1 и сглаживается

активным интегратором на ОУ DA1.2, одновременно выполняющим и функции компаратора, сравнивающего продетектированное напряжение с опорным, подаваемым на его неинвертирующий вход с подстроечного резистора R13. Начальный ток подмагничивания, равный оптимальному для низкочастотных сигналов записи, пропорционален опорному напряжению, формируемому делителем R9—R13. Напряжение с выхода интегратора-компаратора подается на модулятор тока подмагничивания. Таким образом, САДП является системой авторегулирования, обеспечивающей динамическое постоянство эффективного подмагничивания при изменении уровня и спектрального состава сигнала записи. Поддержание эффективного подмагничивания постоянным позволяет улучшить точность записи не только высокочастотных, но и среднечастотных составляющих, а также уменьшить паразитную фазовую модуляцию записываемого сигнала. Применение САДП обеспечивает расширение динамического диапазона в области высших частот на 15...18 дБ при одновременном снижении интермодуляционных искажений более чем в 10 раз, поэтому качество записи с САДП на магнитные ленты типа МЭК1 не уступает качеству записи на ленты типа МЭК2 и МЭК4 с фиксированным подмагничиванием.

Дроссель L2 должен быть подстроечным с диапазоном регулировки индуктивности не уже 0,3...1,2 мГн на частоте 100 кГц (подмагничивающий постоянный ток отсутствует); его можно выполнить на эквивалентах стирающей магнитной головки практически любого катушечного магнитофона.

Дроссель L3 может быть выполнен на каркасе и сердечнике, аналогичном L2, но с увеличенным (примерно в 4 раза) числом витков более тонкого провода; можно применить каркас катушки фильтра-пробки магнитофона «Маяк-205», 1000 витков намотать проводом ПЭВ-1 0,07; сердечник ПС 2,8·14 из феррита 2000НМ1; диапазон регулировки индуктивности этой катушки 11... 18 мГн при добротности не менее 150 на частоте 100 кГц (подмагничивающий постоянный ток отсутствует).

Трансформатор Т1 должен иметь номинальную индуктивность вторичной обмотки 4,7...4,8 мГн с возможностью регулировки на ±25 % и коэффициент трансформации $К_{тр}=W2/W1=4,7$. Его можно выполнить на броневом сердечнике Б14 из феррита 2000НМ1. Первичная обмотка содержит 15 витков, вторичная 70 витков провода ПЭВ-1 0,23.

Налаживание САДП начинают с установки дросселем L2 частоты генерации генератора на транзисторе VT1, равной 100 кГц. После этого настраивают в резонанс контур модуляторов по критерию минимума постоянного напряжения на выходе ОУ DA1.2, предварительно разомкнув SA3, и фильтр-пробку L3C11, замкнув SA3. Оптимальные токи подмагничивания для низкочастотных сигналов устанавливают для ленты МЭК1 резисторами R12, R13, для МЭК2 — R10, для МЭК4 — R9. В последнюю очередь при повышенных до —12...—8 дБ уровнях записи регулировкой резистора R24 выравнивают АЧХ канала записи в области высших частот.

5.3. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Общие сведения

Лентопротяжный механизм (ЛПМ) выполняет перемещение магнитной ленты с заданной скоростью относительно магнитных головок. В режимах «Запись» и «Воспроизведение» лента прижимается к головкам, а при перемотке с одного рулона на другой с повышенной скоростью движения лента отводится от головок. Скорость перемещения (транспортирования) ленты в режимах «Запись» и «Воспроизведение» стандартизована и имеет номинальные значения 2,38; 4,76; 9,53; 19,05; 38,1; 76,2 см/с. Первые четыре значения применяют в ЛПМ бытовых и любительских магнитофонов, последние два присущи профессиональным аппаратам

Скорость транспортирования ленты в зависимости от класса и назначения магнитофона может отличаться от номинального значения на ±(0,05..2) %, а от среднего значения, измеряемого за 100 с,— на ±(0,05...3) %. Могут быть и мгновенные колебания скорости, оцениваемые коэффициентом детонации в диапазоне 0,2.. 200 Гц, на ±(0,03...3) %. Наиболее ощущаются на слух мгновенные колебания скорости транспортирования ленты, вызываемые эксцентриситетом вращающихся деталей (ведущего вала, прижимного ролика), неравномерностью вращения приводных электродвигателей, трением ленты о магнитные головки, направляющие стойки и др. При разработке ЛПМ этим факторам следует уделять большое внимание.

Любой ЛПМ состоит из узла транспортирования ленты (ведущего вала прямого или косвенного привода и прижимного ролика), блока магнитных головок с направляющими элементами (роликами или стойками), узлов подачи ленты в зону ее взаимодействия с магнитными головками и приема ее из этой зоны.

Тракты ленты

Выбор и разработка оптимального тракта ленты — наиболее сложные вопросы конструирования ЛПМ. Можно изменять кинематическую схему ЛПМ и число электродвигателей, совершенствовать привод ведущего вала (прямой, косвенный и ременной передачей или с паразитным роликом), приемно-подающие узлы (прямой привод, косвенный, магнитный и др.), а тракт ленты остается прежний. Рассмотрим несколько современных вариантов тракта ленты, оптимальных как для переносных, так и для сетевых магнитофонов бытового применения.

Классический тракт ленты репортерского магнитофона разных стран (СССР, Швейцария, Франция, США), соответствующий по параметрам студийным ЛПМ, состоит из магнитных головок (рис. 5.28) записи 11 и воспроизведения 9, 10, установленных так, что лента огибает их по дуге большого радиуса, направляющих стоек 8 и 13, направляющих роликов 6 и 16, антишумового ролика 12. В режимах «Запись» и «Воспроиз-

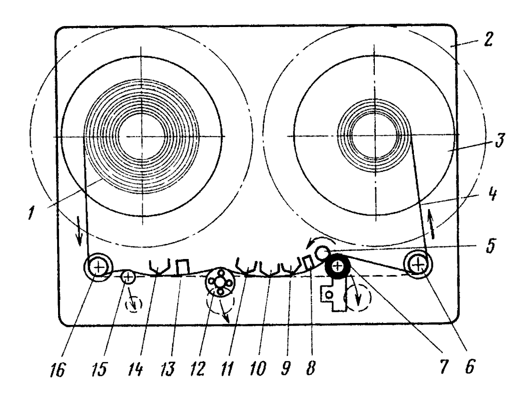


Рис. 5.28

ведение» ленту 4 транспортирует ведущий вал 5 и прижимной ролик 7. Сначала лента охватывает ведущий вал на угол 45°, далее идет линия контакта вал — прижимной ролик, затем лента охватывает прижимной ролик на угол 90°. Такая траектория ленты обеспечивает максимальную стабильность средней и мгновенной скоростей движения, практически исключает скольжение в узле транспортирования, но требует увеличения хода перемещения прижимного ролика из исходного положения, показанного штриховой окружностью.

Антишумовой ролик 12, который устанавливают на прецизионные шарикоподшипники (радиальное биение не более 1 мкм), хорошо сглаживает своей вращающейся массой высокочастотные (1000...5000 Гц) составляющие детонации. Поскольку антишумовой и прижимной ролики и стойки 15 смонтированы на подвижных рычагах, это позволяет при заправке и перемотке ленты отводить ее от магнитных головок. Положение ленты в этих случаях показано штриховой линией. На несущей панели 2 на приемном и подающем узлах устанавливают катушки 1 и 3 № 13, которые не выходят за контуры панели и крышки, или катушки № 18, которые выходят за эти контуры, в этом случае крышку ЛПМ снимают.

Рассмотренный тракт ленты удобен в эксплуатации, обеспечивает высокие параметры по коэффициенту детонации ($\pm 0{,}05\,\%$ при скорости 38,1 см/с, $\pm 0{,}07\,\%$ при 19,05 см/с и $\pm 0{,}12\,\%$ при 9,53 см/с), мало изнашивает ленту и головки. Смену дорожек записи выполняют, как обычно, перестановкой катушек.

Для увеличения времени записи и воспроизведения в стационарных условиях к рассмотренному магнитофону можно добавить приставку (рис. 5.29), которая может работать с катушками большого диаметра, например № 27. Приставку 4 выполняют в виде прямоугольной коробки, в которой по краям размещены электродвигатели 8, а в середине — ролики 3 и 5 натяжных рычагов. Приставку и магнитофон 1 скрепляют между собой и соединяют электрически; магнитная лента 7 поступает на приемную 6 и сматывается с подающей 2 катушки. Электродвигатели 8 выбирают большей мощности, чем для катушек малого диаметра.

На рис. 5.30 показано техническое решение тракта ленты (15) еще одного репортерского магнитофона с приставкой. На несущей панели магнитофона 6 размещены направляющие ролики 14 и 7, магнитные головки стирания 12, записи 11 и воспроизведения 10. Прижимной ролик 8 и антишумовой 13 размещены на одинаковых рычагах. При перемотке их отводят до положения, показанного штриховой линией.

Катушки 18 и 3 большого диаметра (№ 27) установлены по углам П-образного кронштейна 1, сочленяемого механически с панелью магнитофона. Сверху на осях катушек установлены шкивы 19 и 2, диаметр которых больше диаметра шкивов 16 и 5 во столько же раз (конкретно в

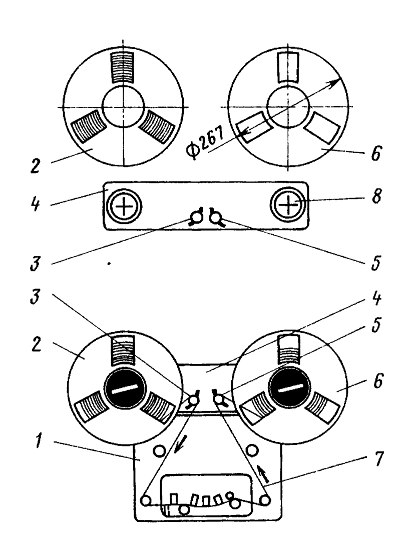


Рис. 5.29

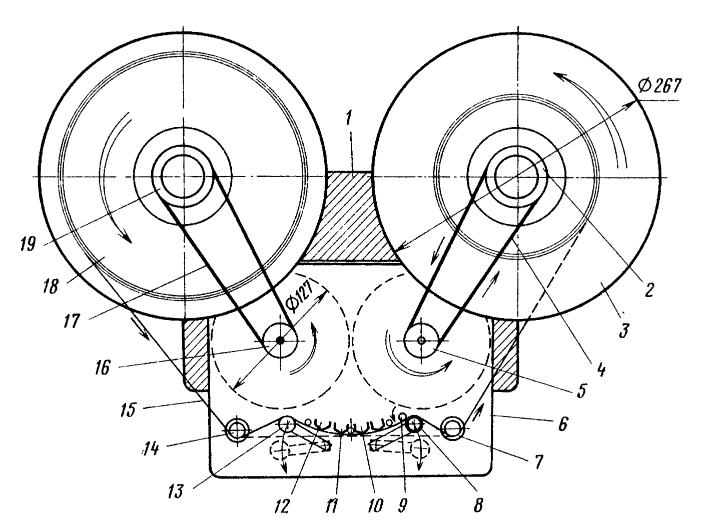


Рис. 5.30

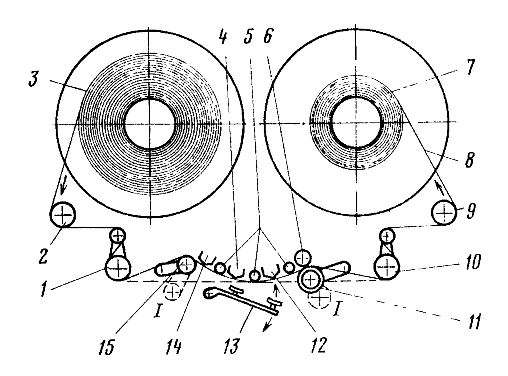


Рис. 5.31

данном магнитофоне в 2,1 раза), во сколько диаметр катушек приставки больше диаметра основных катушек. Шкивы соединяют между собой резиновыми ремнями 17 и 4.

Оптимален тракт ленты студийного магнитофона (рис. 5.31), где натяжение ленты 8 поддерживается постоянным в ветви подающей катушки 3 датчиком направляющего ролика 1 и в ветви приемной катушки 7 датчиком направляющего ролика 10. В режиме записи антишумовой ролик 15 путем глубокого охвата лентой создает надежный ее контакт со всеми магнитными головками — стирания 14, записи 4 и воспроизведения 12. В режиме воспроизведения антишумовой ролик поворачивается на меньшую глубину и тем самым исключает контакт ленты со стирающей головкой, уменьшая их износ. Направляющие ролики 2 и 9 уменьшают влияние изменения диаметра рулонов ленты на ее натяжение. В режимах «Запись» и «Воспроизведение» для уменьшения электромагнитных наводок головки записи и воспроизведения прикрывают со стороны рабочих зазоров экранами, установленными на поворотном рычаге 13.

Узел транспортирования ленты выполняет ее перемещение относительно магнитных головок с заданной номинальной скоростью. Он состоит (рис. 5.32, *а*) из ведущего вала 1, который с помощью прижимного ролика 2 обеспечивает надежный фрикционный контакт между валом и лентой, маховика 6, установленного на нижнем конце ведущего вала, и электродвигателя 4 со шкивом 3. Шкив связан с маховиком пассиком 5. Ведущий вал вращается в подшипниках 7.

Для увеличения стабильности мгновенной скорости движения ленты применяют двухвальную схему транспортирования (рис. 5.32, *б*). Здесь размещают два ведущих вала 1 и 10 со своими прижимными роликами 2 и 9. Маховики 4 и 8 вращаются от общего электродвигателя 6 посредством пассика 7 и шкива 5. Это позволяет уменьшить разброс значений средней и мгновенной скоростей движения ленты. Стабильное ее натяжение в зоне между ведущими валами создается соответствующим выбором диаметра маховика и различными усилиями прижима роликов 2 (большее) и 9 (меньшее).

На рис. 5.32, *в* показан узел транспортирования с приводом ведущих валов 1 и 10 по так называемой Z-схеме, впервые примененной в кассетных магнитофонах с коэффициентом детонации $\pm 0{,}03\ \%$. В этом узле применены ведущие валы различного диаметра: основной 1 несколько больше, чем дополнительный 10.

Неодинаков диаметр и у прижимных роликов, различны моменты инерции маховиков 3 и 7. Это позволило разнести частоты резонанса двух вращающихся систем. Ведущие валы и подшипники скольжения 2 и 9 выполняют с исклю-

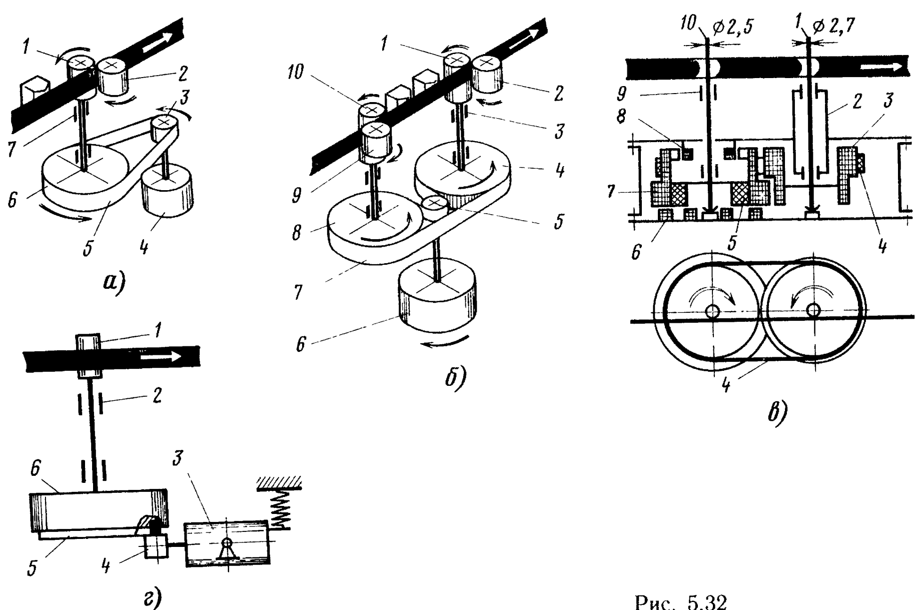
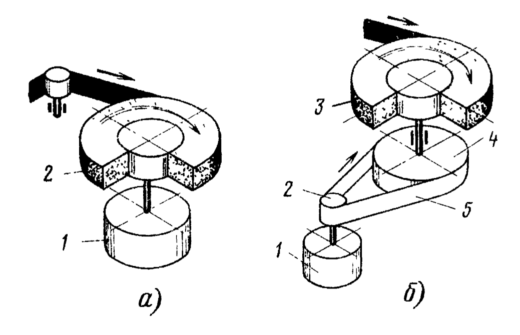
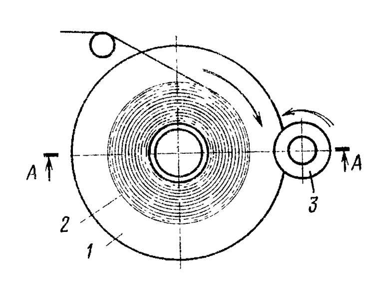


Рис. 5.32





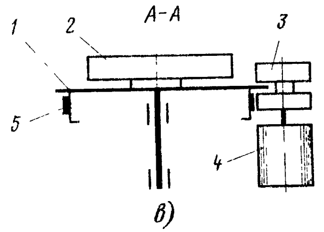


Рис. 5.33

чительно высокой точностью. Дополнительный вал 10 с частотным датчиком 8, имеющим 120 полюсов, вместе с системой фазового авторегулирования, оснащенной кварцованным генератором, обеспечивает постоянство скорости движения ленты. Сумму значений тока, протекающего в четырех катушках 6, помещенных вблизи от магнитов 5 маховика 7, устанавливают такой, чтобы петлей ОС по току она поддерживалась постоянной. Маховик 7 ротора электродвигателя имеет момент инерции 1100 г·см^2. Маховики 7 и 3 связаны пассиком 4.

Прост и надежен узел транспортирования (рис. 5.32, *г*) с торцевым контактом маховика 6 со шкивов 4 электродвигателя 3. В канавку на торце маховика вклеено резиновое кольцо 5. Ведущий вал вращается в подшипниках 2, 8 (качения или скольжения). Электродвигатель подпружинен и сбалансирован по точке подвеса, что обеспечивает надежный прижим шкива к маховику в условиях вибрации и тряски. Такой узел транспортирования часто применяют в репортерских малогабаритных магнитофонах. Он обеспечивает на скорости движения ленты 9,53 см/с коэффициент детонации не хуже $\pm 0{,}12$ %. В режиме «Стоп» следует отводить шкив электродвигателя от резинового кольца маховика.

Узлы подачи и приема ленты

Эти узлы выполняют подачу ленты в рабочую зону ЛПМ и прием ее из зоны с требуемым напряжением в режимах «Запись» и «Воспроизведение», а также ускоренную перемотку с одного рулона на другой.

Наиболее надежен узел привода рулона с прямой механической связью с электродвигателем (рис. 5.33, *а*). Вращающий момент, развиваемый электродвигателем 1, должен быть в 1,2...1,5 раза больше произведения натяжения ленты на максимальный радиус намотки рулона 2. Из этого следует, что для больших катушек, например № 27, при натяжении ленты, равном 1,2 Н, вращающий момент равен примерно 24,3 Н·см. Для обеспечения такого вращающего момента необходим электродвигатель значительных размеров (диаметром около 100 мм), что не всегда бывает приемлемо.

В таких случаях целесообразно применять косвенный привод (рис. 5.33, *б*). Электродвигатель 1 через ременную передачу 5 и шкив 4 вращает рулон 3, жестко связанный со шкивом 4. Вращающий момент, развиваемый электродвигателем, здесь может быть уменьшен в число раз, равное передаточному числу шкивов 2 и 4. В случае применения коллекторного электродвигателя необходимо устанавливать однонаправленную механическую развязку вала от шкива рулона, так как при перемотках момент сопротивления вала электродвигателя, увеличенный в передаточное число раз, создает недопустимо большое натяжение ленты.

В устройстве с магнитным приводом рулона ленты (рис. 5.33, *в*) тонкий алюминиевый диск 1 диаметром, несколько большим диаметра рулона, входит в разомкнутую магнитную цепь индуктора 3, вращающегося от электродвигателя 4. Индуктор представляет собой два чашеобразных стакана из магнитомягкой стали, внутри которых по торцевой поверхности приклеено 10—12 постоянных магнитов, изготовленных в виде секторов. Полярность магнитов — чередующаяся. При ускоренной перемотке барабан диска 1 с резиновым кольцом 5 плотно прижимают к наружной цилиндрической поверхности индуктора 3.

Привод рулонов ленты с помощью фрикционных муфт может быть применен только в переносных магнитофонах.

5.4. МАГНИТНЫЕ ГОЛОВКИ И МАГНИТНАЯ ЛЕНТА

Магнитные головки и магнитная лента в значительной степени определяют частотный и динамический диапазоны записи и воспроизведения. Основой головки (рис. 5.34) служит магнитопровод 1. Он собран из двух частей. В передний (рабочий) зазор между частями магнитопровода вложена тонкая немагнитная прокладка 2. Толщина магнитопровода (или, иначе,— длина зазо-

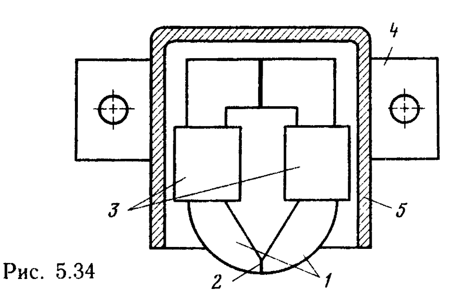


Рис. 5.34

ра) определяет ширину дорожки записи на ленте. Задний (дополнительный) зазор между частями магнитопровода предусматривают только у ГЗ. На магнитопроводе размещена обмотка 3. Магнитопровод с обмоткой помещен в экранирующую коробку 5, прикрепленную к основанию 4.

В качестве материала магнитопровода головок используют пермаллой, феррит и сендаст. Ферритовые головки по сравнению с пермаллоевыми в 10...100 раз более износоустойчивы, однако имеют невысокую магнитную индукцию насыщения и повышенный уровень магнитострикционных шумов. Поэтому ферритовые ГЗ записывают с бо́льшими нелинейными искажениями, а ферритовые ГВ имеют бо́льшие собственные шумы. Ферритовые ГС не обеспечивают полного размагничивания металлопорошковых лент. Сендастовые головки по износоустойчивости занимают среднее положение между пермаллоевыми и ферритовыми. Они обладают наибольшей индукцией насыщения и, как следствие, обеспечивают запись с наименьшими искажениями, однако сложны в изготовлении и дороги.

Условное обозначение головок по ГОСТ 19775—81 состоит из нескольких элементов. Первая цифра означает (целочисленно) ширину магнитной ленты, для работы с которой предназначена головка. Следующая буква указывает на назначение: А — головка записи, В — воспроизведения, С — стирания, Д — универсальная. Вторая цифра соответствует наибольшему числу одновременно воспроизводимых, записываемых или стираемых дорожек фонограммы. Третья цифра показывает наибольшее число дорожек фонограммы на ленте. В обозначении стирающих головок следующие одна или две цифры означают рекомендуемую максимальную скорость движения ленты. Две цифры после точки — номер модификации. Третья цифра после точки указывает категорию головки: 0 — для магнитофонов высшей и 1-й групп сложности, 1 — для магнитофонов группы сложности 2, 2 — для магнитофонов групп сложности 3 и 4.

Условное обозначение головок, разработанных до 1981 г., содержит после третьей цифры буквы Н или П, обозначающие сопротивление головки: Н — низкое, П — высокое. Третья буква обозначает категорию: У — улучшенная, О — обычная.

Основные параметры наиболее распространенных головок указаны в табл. 5.4. Значения тока записи, подмагничивания и стирания соответствуют работе с лентой I МЭК.

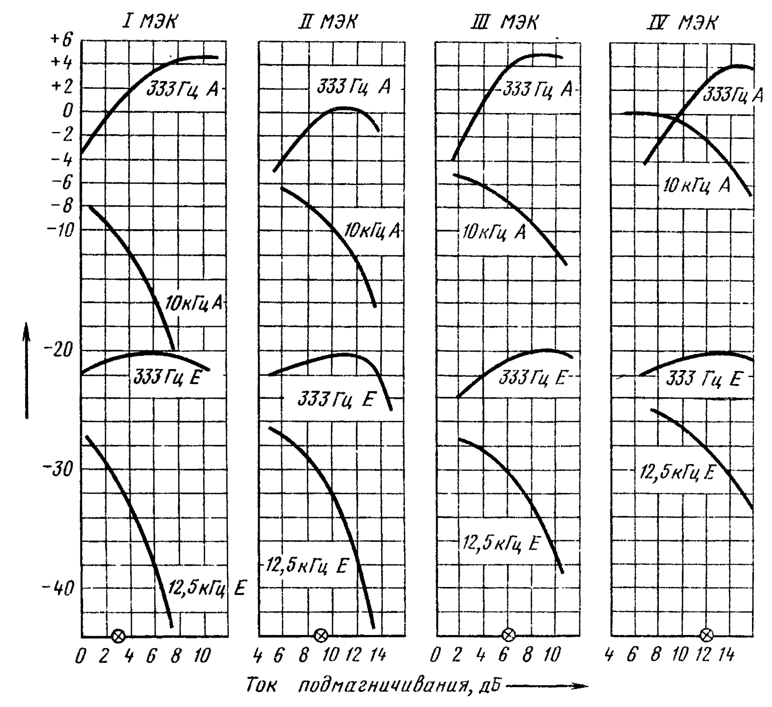


Рис. 5.35

Таблица 5.4. **Основные параметры магнитных головок**

Головка	Индуктивность, мГн	Ширина рабочего зазора, мкм (или относительная АЧХ воспроизведения, дБ, на частоте, кГц	Относительная АЧХ записи, дБ	ЭДС воспроизведения на частоте 1 кГц, мВ	Ток, мА		
					записи	подмагничивания	стирания
6А44Н.1	11...19	6,5...9,5	—	—	0,4	2,35	—
6В44Н.1	80...120	2	—	0,72	—	—	—
6А24.710	1,9...3,1	—	—10	—	1,2	4,5	—
6В24.710	300...500	(12; 14)	—	1,3	—	—	—
6А24Н.510	2,2±0,55	4...8	—14	—	1	4	—
6В24Н.510	500	3,5	—	1,15	—	—	—
6А24Н.5У	17...23	—	—14	—	0,25	3,5	—
6В24Н.5У	120...200	(6; 16)	—	1,27	—	—	—
6В24Н.4У	17...23	5,5...8,5	—	—	0,45	2,7	—
6В24Н.4У	60...95	2...3	—	0,82	—	—	—
6В24Н.6ОУ	200...400	(7; 16)	—	1,3	—	—	—
6А24.041	17...23	5,5...8,5	—	—	0,45	2,5	—
6В24.041	60...95	2,5...3,25	—	0,9	—	—	—
6Д24Н.10	60...95	2,5...4,25	—	0,76	0,27	1,8	—
6Д24Н.30	35...90	2,5...6	—	0,46	0,35	3	—
6Д24Н.40	60...85	2,5...4	—	0,8	0,18	1,2	—
6Д24Н.50	60...95	2,5...4	—	0,87	0,17	1,2	—
6Д24.051	60...95	2,5...4	—	0,87	0,17	1,2	—
6С249.2	0,5...1,3						60
6С249.1У	0,7...1,05						60
6С24.011	0,6...1						60
6С24.020	0,45...0,8						60
6С24.020	0,45...0,8						60
6С2419.2У	0,5...0,7						60
6С2419.310	0,35...0,55						80
3Д44Н.1	100...200	1,5...1,8	—	0,3	0,12	1	—
3Д24Н.10	55...90	1,5...1,8	—	0,28	0,2	1,2	—
3Д24Н.1У	55...90	1,5...1,8	—	0,31	0,12	0,5	—
3Д24Н.210	60...100	1,8	—	0,42	0,15	0,75	—
3Д24.012	55...90	1,5...3	—	0,55	0,12	0,6	—
3Д24.041	100...160	1,5...1,8	—	0,6	0,1	0,7	—
3Д24.051	55...90	1,5...2,5	—	0,68	0,2	0,8	—
3Д24.060	55...90	1,5...2	—	0,68	0,2	0,8	—
3Д24.080	110...190	(6,5; 14)	—14	0,57	0,064	0,39	—
3Д24.081	110...170	(1; 14)	—15	0,53	0,07	0,4	—
3Д24.211	60...100	(2; 12,5)	—20	0,55	0,2	0,65	—
3Д24.221	85...145	(2; 12,5)	—19	0,64	0,15	0,65	—
3Д24.232	50...145	(1,5; 12,5)	—24	0,48	0,2	0,65	—
3АВ24.Н1 $\left(\frac{ГВ}{ГЗ}\right)$	$\frac{115...185}{7,2...10,8}$	$\frac{1...1,2}{3...3,5}$	—16	0,62	—	—	—
3Д12Н.20	45...75	1,2...1,8	—	0,42	0,15	1,5	—
3Д12Н.210	60...100	1,8	—	0,66	0,3	1,5	—
3Д12.212	60...100	(4; 10)	—20	0,83	0,25	1,2	—
3Д12.222	50...110	(3; 10)	—20	0,76	0,25	1,2	—
3С124.10	0,2...0,4						100
3С124.1У	0,22...0,37						80
3С12.011	0,2...0,4						80
3С124.210	0,25...0,37						80
3С12.211	0,25 ..0,37						80

Частотные потери современных ГВ на вихревые токи и гистерезис на высшей частоте рабочего диапазона не превышают 3 дБ.

Волновые потери в децибелах

$$D_S = 20 \lg \left| \frac{\sin \frac{\pi S_э}{\lambda}}{\frac{\pi S_э}{\lambda}} \right|,$$

где $S_э$ — эффективная ширина рабочего зазора: λ — длина волны записи.

Частотные и волновые потери современных ГЗ на высшей частоте рабочего диапазона равны 8...12 дБ. Волновые потери из-за неплотного прилегания ленты к рабочей поверхности ГВ могут быть оценены в децибелах по формуле $D_d = -54{,}6\ d/\lambda$, где d — зазор между магнитной лентой и головкой. Для минимизации этих потерь необходимо обеспечить равномерный прижим ленты к головкам с удельным давлением от 0,1... 0,15 Н/см^2 при использовании ленты толщиной 12...18 мкм, до 0,4...0,6 Н/см^2 ленты толщиной 37...55 мкм. Нужно также следить за чистотой рабочей поверхности головок в процессе эксплуатации.

Магнитные ленты для катушечных магнитофонов изготавливают толщиной 24...37 мкм и шириной 6,25±0,05 мм, а для кассетных — толщиной 12...18 мкм и шириной $3{,}81_{-0{,}05}$ мм. Основой современных лент служит лавсан.

Согласно Публикации МЭК № 94 магнитные ленты для кассетных магнитофонов в зависимости от материала рабочего слоя подразделяют на четыре группы: I МЭК — с рабочим слоем из окиси железа Fe_2O_3, II МЭК — с рабочим слоем из двуокиси хрома CrO_2, III МЭК — с двухслойным материалом FeCr, IV МЭК — с рабочим слоем из порошка железа. На рис. 5.35 представлены типовые характеристики чувствительности для частот записи 333 Гц и 12,5 кГц ($E_{333\ Гц}$ и $E_{12,5\ кГц}$) и максимального уровня записи 333 Гц и 10 кГц ($A_{333\ Гц}$ и $A_{10\ кГц}$) в зависимости от тока подмагничивания.

Для ленты I МЭК стандартизована АЧХ потока короткого замыкания, характеризуемая постоянными времени $\tau_1 = 120$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс, для остальных групп $\tau_1 = 70$ мкс, $\tau_2 = 3180$ мкс. Ток подмагничивания и записи для ленты II МЭК примерно на 6 дБ больше, III МЭК — на 3 дБ больше, IV МЭК — на 9 дБ больше, чем для ленты I МЭК.

В табл. 5.5 указаны основные параметры магнитных лент производства стран СНГ, в табл. 5.6 — производства Японии, ФРГ и США.

5.5. НАЛАЖИВАНИЕ МАГНИТОФОНОВ. ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ

Чтобы исключить грубые ошибки, до налаживания магнитофона все соприкасающиеся с магнитной лентой детали ЛПМ необходимо тщательно очистить тампоном, смоченным в спирте, а остальные детали размагнитить.

Регулировка положения магнитных головок необходима для обеспечения размеров и расположения дорожек записи в соответствии с рис. 5.1 и 5.2, а также минимизации волновых потерь, вызванных непараллельностью рабочих зазоров ГЗ и ГВ. Вызываемые перекосом потери в децибелах определяются выражением

$$D_\alpha = 20 \lg \left| \frac{\sin\left(\pi \frac{h \operatorname{tg} \alpha}{\lambda}\right)}{\pi \frac{h \operatorname{tg} \alpha}{\lambda}} \right|,$$

где h — ширина дорожки записи; α — угол перекоса; λ — длина волны записи.

Таблица 5.5. **Основные параметры магнитных лент для бытовой звукозаписи**

Лента	Ток подмагничивания, дБ	Чувствительность, дБ	Относительная АЧХ, дБ	Коэффициент гармоник при номинальном уровне записи, %	Относительный уровень, дБ			Уровень записи при коэффициенте гармоник 5 %, дБ	Относительная амплитудная характеристика на частоте 10 кГц, дБ
					шумов паузы	стирания	копирэффекта		
А4403-6Б	−0,5±0,5	−1,4±0,3	−8±1	3	—	—	−51	+2,3	—
А4407-6Б	1,5	−1,5	−4	2	−54	−70	−48	+5	−8
А4408-6Б	0±0,5	−0,5±1	−3±1	1,5	−54	−70	−48	+5	−8
А4409-6Б	−0,5±1	−0,5	−2	2	−58	−77	−54	+4	−3
А4416-6Б	+2	+0,5	0	1,2	−60	−77	−55	+5	0
А4307-6Б	0±1	+0,5...+2	0...+4	2,5	−54	−72	−50	+3	−4
А4309-6Б	−0,5±1	−0,5	−1,5	2,3	−58	−77	−55	+4	−3
А4310-6Б	−0,5±1	0,5±1	−0,5±1	2,3	−58	−77	−55	+4	−3
А4203-3Б	0+1	−1±1,5	−2	3,5	−42	−65	−50	+4	—
А4205-3Б	0+1	0+1	0	1,2	−48	−70	−52	+6,5	−8
А4206-3Б	0+1	0+1	1+1	1,2	−48	−70	−52	+6,5	−8
А4212-3Б (CrO_2)	4+1	−3±1	+4	2,1	−52	−70	−48	+4	+2
А4213-3Б (CrO_2)	4,5±0,5	−2±1	5±1	2,1	−54	−70	−48	+4	+2

Таблица 5.6. **Основные параметры зарубежных магнитных лент для бытовой звукозаписи**

Тип ленты	Ток подмагничивания, дБ*/**	Чувствительность, дБ*/**	Относительная АЧХ, дБ*/**	Уровень записи при коэффициенте гармоник 3 %, дБ	Относительный уровень шумов паузы, дБ	Относительный уровень копир-эффекта, дБ	Максимальный уровень записи на частоте 10 кГц, дБ
МЭК I*							
TDK D	—1	—0,4	—3	5,3	—55,7	—59	—16
TDK AD	0,4	—0,4	1	+6,3	—58,8	—55	—7
SONY CHF	—0,6	—0,9	—2	+4,4	—53,7	—62	—11
SONY BNF	0	+0,6	0	+8,1	—58,3	—62	—8
SONY AHF	0,6	0	1	+7,9	—60,3	—49	—6
JVC F1	—1,2	—0,3	—3	+4,2	—54,2	—59	—14
JVC DA1	—0,5	—0,4	—2	+5,5	—56	—58	—11
Maxell LN	—1,1	—1,5	—1	+2,9	—53,2	—55	—10
Maxell UD	—0,2	0,4	0	+7	—59	—52	—8
	0	1,9	—1	+7,7	—58,1	—56	—8
	0	0	—1	+7	—55,6	—48	—9
	0,5	0,7	1	+7,6	—57,2	—49	—7
	0	0,3	—2	+7,2	—59,4	—53	—11
	0,2	—0,9	0	+4,4	—55,9	—60	—10
МЭК II**							
BASF Cr II	0	0	1	5	—64,5	—57	—9
TDK SA	0	1,3	1	7,6	—61,6	—62	—9
TDK SA—X	0,2	2,8	2	7	—61,9	—56	—7
Maxell XL—IIS	0,2	2,7	1	8,6	—63,4	—53	—8
SONY UCX S	—0,2	2,0	1	7,8	—62,5	—52	—8
JVC DA7	0	1,1	0	4,7	—59,4	—63	—10
DENON DX7	0	1,3	0	6,1	—59,6	—53	—9

* Параметры относительно типовой ленты МЭК I BASF P7236
** Параметры относительно типовой ленты МЭК II BASF C401R

При правильной установке верхний край рабочего зазора ГУ, ГВ и ГЗ катушечного магнитофона должен совпадать с верхним краем ленты, а верхний край рабочего зазора ГС должен быть на 0,1 мм выше ее края. В кассетных магнитофонах правильное положение ленты по высоте обеспечивают направляющие штыри, закрепленные в корпусе головки. Перпендикулярность зазора ГВ и ГУ направлению движения ленты устанавливают по максимуму выходного напряжения при воспроизведении высокочастотного сигнала измерительной ленты или фонограммы, записанной на магнитофоне с заведомо правильно установленной ГЗ. Головку записи регулируют по максимуму уровня записи высокочастотного сигнала после юстировки ГВ.

АЧХ канала воспроизведения представляет собой зависимость напряжения на линейном выходе от частоты сигнала измерительной ленты, АЧХ магнитного потока короткого замыкания которой соответствует стандартной. В магнитофоне с исправной ГВ (ГУ) и УВ, имеющим малую динамическую входную емкость, стандартную АЧХ канала воспроизведения с необходимой точностью можно получить выбором стандартных значений постоянных времени цепей корректирующей отрицательной ОС.

Чувствительность канала воспроизведения регулируют изменением коэффициента усиления УВ при воспроизведении измерительной магнитной ленты со стандартным номинальным уровнем потока короткого замыкания (320 или 250 нВб/м) на опорной частоте (1000 или 400 Гц). В этом случае необходимо установить напряжение на линейном выходе равным 0,5 В.

Регулировка тока подмагничивания является операцией, от которой в наибольшей степени зависит качество записи. При токе подмагничивания, меньшем оптимального, запись низко- и среднечастотных сигналов происходит с большими нелинейными искажениями, а уровень высокочастотных сигналов оказывается поднят на 10... 20 дБ. При токе подмагничивания, большем оптимального, наоборот, запись высокочастотных составляющих спектра оказывается ослабленной.

Для установки оптимального тока подмагничивания на вход магнитофона подают сигнал напряжением примерно на 20 дБ меньше номинального и частотой 10 кГц при скорости магнитной ленты 19,05 см/с или 6,3 кГц при скоростях 9,53 и 4,76 см/с. Путем пробных записей определяют ток подмагничивания, соответствующий максимуму чувствительности ленты (максимуму сигнала воспроизведения). Затем ток увеличивают настолько, чтобы чувствительность уменьшилась на 3 дБ. Такой ток подмагничивания и будет оптимальным. Измерять его удобно по падению напряжения на резисторе сопротивлением 10 Ом, включенном в разрыв земляного провода ГЗ.

Для **градуировки индикаторов уровня записи** на магнитофоне воспроизводят измерительную

магнитную ленту с номинальным потоком короткого замыкания (часть «У») и измеряют напряжение на линейном выходе. Путем пробных записей сигнала с частотой, равной частоте измерительной магнитной ленты, устанавливают такое усиление УЗ, при котором напряжение воспроизведения будет равно напряжению при воспроизведении измерительной магнитной ленты. После этого магнитофон еще раз включают в режим записи и регулируют чувствительность индикатора уровня записи таким образом, чтобы его показания соответствовали 0 дБ при использовании индикатора максимального уровня или +4..+6 дБ при использовании индикатора среднего уровня.

Для **измерения АЧХ канала записи — воспроизведения,** представляющей собой зависимость напряжения воспроизведения от частоты при постоянном напряжении записи, на вход магнитофона через резистор сопротивлением 22 кОм подают напряжение частотой 1 кГц и регулятором уровня устанавливают номинальный уровень записи. После этого входное напряжение уменьшают на 20 дБ и, поддерживая его неизменным, записывают на ленту сигналы ряда частот в пределах рабочего диапазона. При воспроизведении сигналограммы измеряют зависимость напряжения на линейном выходе от частоты воспроизводимого сигнала. Если в магнитофоне имеется система АРУЗ, ее отключают, а при невозможности это сделать входное напряжение при записи устанавливают на 20 дБ меньше нижнего уровня ее срабатывания. Верхняя и нижняя граничные частоты рабочего диапазона определяют как абсциссы точек выхода измеренной АЧХ за границы поля допусков (рис. 5.4).

Коэффициент нелинейных искажений для рабочего уровня записи измеряют следующим образом. На вход магнитофона подают сигнал частотой 1 кГц и напряжением, равным максимальному для данного входа, и записывают его на ленту с номинальным уровнем. При воспроизведении сигналограммы селективным вольтметром, настроенным на частоту 3 кГц, измеряют напряжение 3-й гармоники. Выраженное в процентах частотное от деления напряжения 3-й гармоники на полное выходное напряжение дает значение коэффициента нелинейных искажений.

Для измерения **относительного уровня шумов канала записи — воспроизведения** на вход магнитофона подают напряжение частотой 1 кГц. Переведя регулятор уровня записи в положение наибольшего усиления, устанавливают входное напряжение, при котором обеспечивается номинальный уровень записи, и в течение нескольких минут ведут запись. Затем, не меняя положения регулятора уровня записи, отключают генератор сигналов, шунтируют вход магнитофона резистором сопротивлением 22 кОм и продолжают запись паузы еще несколько минут. Перемотав ленту, воспроизводят сигналограмму и, подключив к выходу магнитофона взвешивающий фильтр «МЭК-А» (табл. 3.7 и рис. 3.34) и милливольтметр среднеквадратических значений, измеряют напряжение при воспроизведении сигнала U_c и паузы $U_п$. Относительный уровень шумов в децибелах определяют по формуле

$$N_ш = 20\lg\frac{U_п}{U_c}.$$

Относительный уровень проникания из одного стереоканала в другой измеряют на частотах 250, 1000 и 6300 Гц. Для этого вход левого канала магнитофона шунтируют резистором сопротивлением 22 кОм, а на вход правого подают сигнал частотой 1 кГц и записывают его на ленту с уровнем, меньшим номинального на 10 дБ. Поддерживая входное напряжение неизменным, записывают сигналы ряда частот указанного диапазона. По окончании записи ленту перематывают и при воспроизведении измеряют напряжение на линейных выходах левого $U_{вых\ л}$ и правого $U_{вых\ п}$ каналов. Для выделения напряжения переходной помехи из флуктуационных шумов необходимо использовать селективный фильтр. Относительный уровень межканального проникания определяют в децибелах по формуле

$$N_{мк} = 20\lg\frac{U_{вых\ л}}{U_{вых\ п}}.$$

Испытания повторяют, поменяв каналы местами. За окончательный принимают худший из двух результат.

Для измерения **относительного уровня стирания** на вход магнитофона подают сигнал частотой 1 кГц и записывают его с номинальным уровнем. Затем ленту перематывают примерно до середины записанного участка и стирают вторую половину сигналограммы. После этого селективным милливольтметром измеряют напряжение воспроизведения первой $U_{вых\ 1}$ и второй (стертой) $U_{вых\ 2}$ частей сигналограммы. Относительный уровень стирания в децибелах рассчитывают по формуле

$$N_c = 20\lg\frac{U_{вых\ 2}}{U_{вых\ 1}}.$$

При **измерении относительного уровня проникания с мешающих дорожек** проводят запись на частотах 31, 40, 80, 200, 1000 Гц с номинальным уровнем. На стереофоническом магнитофоне записывают на обе дорожки. Затем сигналограмму воспроизводят и измеряют выходное напряжение, соответствующее каждой контролируемой частоте. Правую и левую катушки меняют местами (в кассетных магнитофонах переворачивают кассету) и селективным милливольтметром измеряют выходные напряжения, соответствующие каждой контролируемой частоте при воспроизведении незаписанной дорожки. Результатом измерений является отношение напряжений при воспроизведении незаписанной дорожки к напряжениям дорожки с записью, выраженное в децибелах.

Коэффициент паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) измеряют осциллографическим методом. Для этого на вход магнитофона подают сигнал частотой 10 кГц и записывают его с уровнем около —20 дБ. Сигнал воспроизведения подают на вход Y осциллографа и устанавливают частоту развертки в пределах 5...20 Гц. Наблюдая сигнал, с помощью масштабной сетки измеряют в течение нескольких секунд максимальное U_{max} и минимальное U_{min} значения

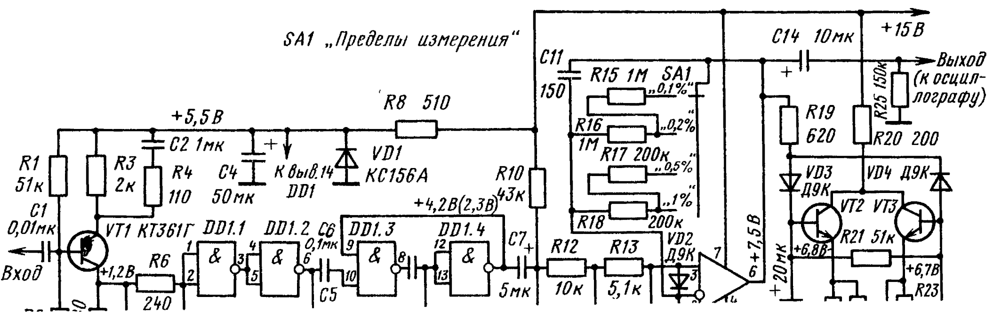


Рис. 5.36

огибающей воспроизводимого с ленты сигнала. Коэффициент ПАМ определяют по формуле

$$K_{ПАМ}=\frac{U_{max}-U_{min}}{2(U_{max}+U_{min})}\cdot 100\ \%.$$

Для определения максимального уровня записи и воспроизведения на вход магнитофона подают сигнал частотой 12 кГц с уровнем —30 дБ. В процессе записи уровень входного сигнала плавно, в течение 30...40 с, увеличивают до 3... 6 ДБ. После этого определяют максимальное выходное напряжение при воспроизведении записанной сигналограммы $U_{12\,max}$. Максимальный уровень записи на частоте 12 кГц определяют в децибелах по формуле

$$N_{12\,кГц}=20\lg\frac{U_{12\,max}}{U_{ном}},$$

где $U_{ном}$ — номинальное выходное напряжение канала воспроизведения на частоте 1 кГц.

Отклонение скорости магнитной ленты от номинальной измеряют с помощью отрезка ленты известной длины и секундомера. Длина отрезка ленты с учетом ее натяжения при рабочем ходе конкретного магнитофона в сантиметрах должна быть равна $L=100\ V_0\pm0{,}5$, где V_0 — номинальная скорость ленты, см/с. Время прохождения отрезка ленты определяют либо визуально по отметкам, нанесенным на ленте, либо на слух по записанным на ленте сигналам. Результатом в процентах служит алгебраическая разность между числом 100 и полученным не менее чем в пяти измерениях средним арифметическим значением времени прохождения мерного отрезка в секундах.

Коэффициент детонации измеряют в начале и конце полной катушки (кассеты) детонометром, подключенным к выходу магнитофона при воспроизведении части «Д» измерительной ленты. Если измерительной ленты нет, а также если измеряемый коэффициент детонации менее чем в 3 раза превышает собственный коэффициент детонации измерительной ленты (он указан в паспорте ленты), используют способ записи — воспроизведения. На испытуемом магнитофоне записывают синусоидальный сигнал частотой 3150 Гц ± 1 % от генератора с нестабильностью частоты не хуже 10^{-4}. Перемотав ленту до начала записанного участка, включают режим воспроизведения и измеряют коэффициент детонации детонометром. Воспроизведение участка и измерение повторяют 5 раз. За результат принимают среднее арифметическое значение пяти измерений.

Схема простого детонометра изображена на рис. 5 36.

Основные технические характеристики детонометра:

Частота измеряемого сигнала, Гц	31,5±5 %
Диапазон измерения коэффициента детонации, %	0,02...1
Входные напряжения, В	0,8...10
Входное сопротивление, кОм . . .	12

Входной усилитель на транзисторе VT1 одновременно выполняет функции полосового фильтра, увеличивающего помехозащищенность детонометра. Отфильтрованный сигнал поступает на триггер Шмитта на логических элементах DD1.1, DD1.2, формирующий прямоугольные импульсы с постоянной амплитудой, устраняя таким образом влияние на результат измерения паразитной амплитудной модуляции измеряемого сигнала. Выходные импульсы триггера Шмитта, продифференцированные конденсатором С5, запускают ждущий мультивибратор на элементах DD1.3, DD1.4, который формирует импульсы постоянной длительности с частотой повторения, равной частоте входного сигнала. Изменение среднего за период значения такого импульсного напряжения прямо пропорционально измерению частоты измерительного сигнала.

Полосовой фильтр C7R10R11R12C8R13C9 выделяет из импульсной последовательности напряжение, пропорциональное колебаниям частоты входного сигнала, и одновременно формирует «взвешенную» АЧХ в соответствии с характеристикой субъективного восприятия детонации. Отфильтрованный сигнал поступает на неинвертирующий усилитель, выполненный на ОУ DA1, коэффициент усиления которого задает цепь R14—R18 отрицательной ОС. Для уменьшения длительности переходного процесса зарядки конденсатора С10 при включении питания детонометра между входами ОУ включен диод VD2.

Усиленный сигнал с выхода ОУ подают на вход осциллографа, и одновременно он поступает на

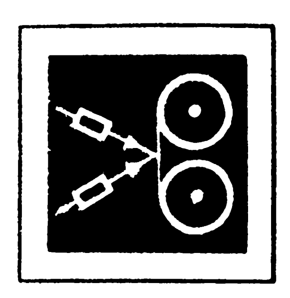
вход квазипикового детектора (через резистор R19), собранного на транзисторах VT2, VT3. Стандартная динамическая характеристика детонометра обеспечена соответствующим выбором сопротивления резисторов R19, R21 и емкости конденсаторов C12, C13.

Питать детонометр можно от любого источника постоянного тока напряжением 15±1 В с пульсациями не более 0,5 мВ. Потребляемый ток не превышает 25 мА.

Резисторы R14—R18 цепи ОС необходимо подобрать с минимальным отклонением от указанных на схеме номиналов. Диоды VD2—VD4 должны иметь обратное сопротивление не менее 500 кОм. Статический коэффициент передачи тока транзисторов не менее 80. Транзистор VT3 должен иметь коэффициент передачи тока от 150 до 250.

В качестве измерительного прибора PA1 можно использовать практически любой микроамперметр с линейной шкалой и током полного отклонения стрелки 50...20 мкА, например М24, М96, М906 и т. п. Сопротивление добавочного резистора R24 должно быть равно $3/I_п - R_р$, где $R_р$ — сопротивление рамки, $I_п$ — ток полного отклонения стрелки микроамперметра. Можно использовать для измерения также авометры ТЛ-4, ТЛ-4М, Ц4313 и др., для чего необходимо включить их на измерение постоянного напряжения до 3 В и подключить непосредственно к эмиттерам транзисторов VT2 и VT3.

Для налаживания детонометра необходимо после пятиминутного прогрева проверить постоянное напряжение в контрольных точках. При отличии напряжения на коллекторе транзистора VT1 от указанного на схеме более чем на 0,1 В необходимо подобрать резистор R3. Напряжение в остальных точках не должно отличаться от указанного более чем на ±0,3 В. Затем устанавливают необходимую длительность прямоугольных импульсов на выходе ждущего мультивибратора. Для этого подают на вход детонометра синусоидальный или прямоугольный сигнал частотой 3150 Гц амплитудой около 1 В и измеряют вольтметром постоянного тока напряжение на выходе элемента DD1.4. Подстроечным резистором R9 добиваются показания вольтметра 2,3 В. Проверенная таким образом калибровка обеспечивает измерение коэффициента детонации с погрешностью не более 15 %.



МАГНИТНАЯ ВИДЕОЗАПИСЬ

РАЗДЕЛ 6

Содержание

6.1. Принципы видеозаписи, форматы записи 222
6.2. Укрупненные структурные схемы профессиональных ВМ и их основные параметры 227
6.3. Типы и конструкции бытовых ВМ 239
6.4. Структурные схемы электронных устройств бытовых ВМ 243
6.5. Лентопротяжные механизмы и блоки вращающихся головок 248
6.6. Магнитные ленты и головки 251

6.1. ПРИНЦИПЫ ВИДЕОЗАПИСИ, ФОРМАТЫ ЗАПИСИ

В основу способов магнитной видеозаписи положены те же принципы намагничивания носителя и воспроизведения сигнала, что и в звукозаписи

Однако процесс записи телевизионных сигналов сложнее, чем звуковых. Это связано с тем, что верхняя частота видеосигнала (ВС) достигает 6 МГц, а рабочая полоса частот занимает 18 октав. Перед записью сокращают полосу записываемых частот, не увеличивая значительно верхнюю записываемую частоту. При воспроизведении необходимо получить высокое отношение сигнал-шум и сохранить исходные временные соотношения в видеосигнале, иначе возникнут недопустимые геометрические искажения изображения. Запись в видеомагнитофоне (ВМ) происходит при более высокой относительной скорости головка — лента, чем при записи звука. Она получается в результате вращения видеоголовок (ВГ) при одновременном перемещении ленты. Для уменьшения влияния паразитной амплитудной модуляции из-за переменного контакта головки с лентой и уменьшения отношения верхней записываемой частоты видеосигнала к нижней применяют частотную модуляцию с переменным индексом модуляции для разных частот и записывают на ленту частотно-модулированный сигнал.

Сохранение требуемых временных соотношений достигается применением высокоточных лентопротяжных механизмов (ЛПМ), систем автоматического регулирования электродвигателями и цифровых корректоров временных искажений (ЦКВИ).

Воспроизводимый сигнал обычно подвергается обработке, при которой выпадения сигнала из-за дефектов ленты становятся менее заметными, снижаются временные искажения, возникающие из-за отклонения скоростей при записи и воспроизведении, улучшается форма импульсной части полного ТВ сигнала.

В телевизионном вещании ранее использовались ВМ с четырьмя вращающимися головками, записывающими магнитные строчки почти поперек магнитной ленты шириной 50,8 мм. Так как этот способ оказался дорогостоящим, их заменили одноголовочными ВМ, работающими на ленте шириной 25,4 мм. Для бытовой видеозаписи обычно применяют ленту шириной 12,7 мм и записывают на нее сигнал изображения двумя вращающимися головками, наносящими на ленту строчки под острым углом к направлению движения ленты. Хотя одноголовочные ВМ при одинаковых диаметрах блока вращающихся головок (БВГ) обеспечивают запись изображения с более высокими параметрами, чем двухголовочные, для бытовых целей предпочитают двухголовочные вследствие более простой заправки ленты.

Для возможности обмена записями жестко нормируются параметры видеофонограммы, т. е.

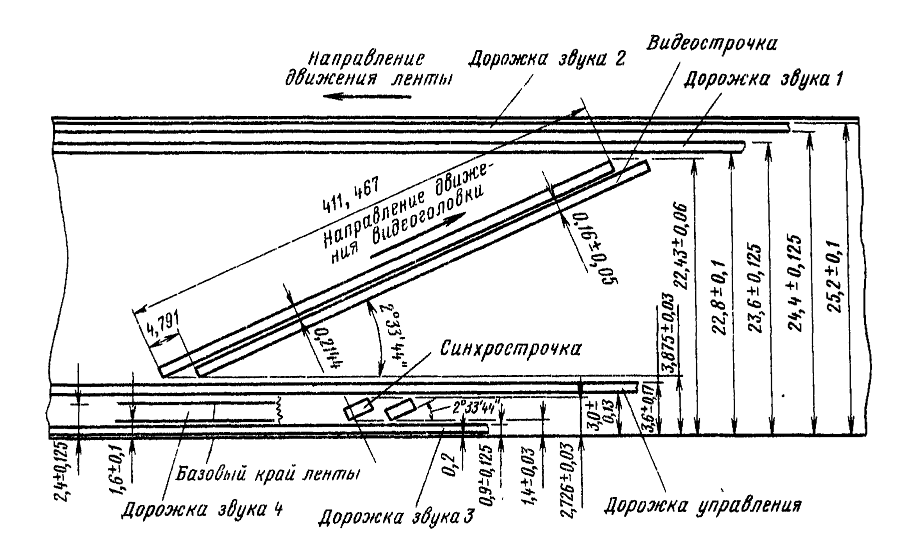


Рис. 6.1

размеры, расположение и назначение магнитных дорожек и строчек записи, записываемые сигналы и их основные параметры.

Для определенных размеров ленты выбираются оптимальные с точки зрения стоимости и технической реализуемости параметры, которые стандартизируются и носят название форматов записи (стандартных видеофонограмм).

Для ленты шириной 50,8 мм принят формат записи Q. В этом формате относительная скорость головка — лента выбрана 40 м/с, продольная скорость ленты 39,8 см/с. Магнитная строчка имеет длину 46 мм, ширину 260 мкм и записывается под углом 90° к базовому краю ленты. По верхнему краю ленты располагается продольная дорожка записи звукового сопровождения, а по нижнему краю две продольные дорожки для записи контрольного сигнала системы авторегулирования и временного кода.

Для ленты шириной 25,4 мм применяются два формата сигналограммы В и С. На двухголовочном сегментном ВМ записываются видеофонограммы по формату В. Относительная скорость головка — лента выбрана 24 м/с, продольная скорость ленты 24 см/с. Магнитная строчка с изображением имеет длину 80 мм и записывается под углом 14,4° Ширина строчки 160 мкм, промежуток между строчками 50 мкм. Поле телевизионного изображения разбивается на шесть сегментов по 52 телевизионные строчки (Н) в каждой магнитной строчке. По верхнему краю ленты располагаются две продольные дорожки записи шириной 0,8 мм, содержащие сигналы звукового сопровождения, и продольная дорожка шириной 0,4 мм для записи канала управления, а по нижнему краю ленты — продольная дорожка шириной 0,8 мм для записи временного кода.

На полутораголовочном несегментном ВМ записываются сигналограммы по формату С, а на одноголовочном — по формату C/EBU, видеофонограмма которых приведена на рис. 6.1. Для этого формата относительная скорость головка — лента выбрана 21 м/с, продольная скорость ленты 24 см/с. Магнитная строчка с изображением имеет длину 411,5 мм, ширину 160 мм, промежуток между строчками 50 мкм. На магнитной строчке размещаются 302 Н, а остальная часть поля (10,5 Н) записывается на коротких строчках (синхрострочках) либо не записывается и вместо нее вводится от датчика в опорный сигнал, а на свободное место записывается на продольной дорожке четвертый звуковой канал или этот участок ленты остается без записи. По верхнему краю ленты располагаются две продольные дорожки шириной 0,8 мм, а по нижнему краю ленты — продольные дорожки шириной 0,7 мм для записи временного кода и шириной 0,6 мм для записи контрольного сигнала.

Для ленты шириной 19 мм применяется формат U (рис. 6.2) для записи аналоговых сигналов на кассетных ВМ. Для записи цифровых

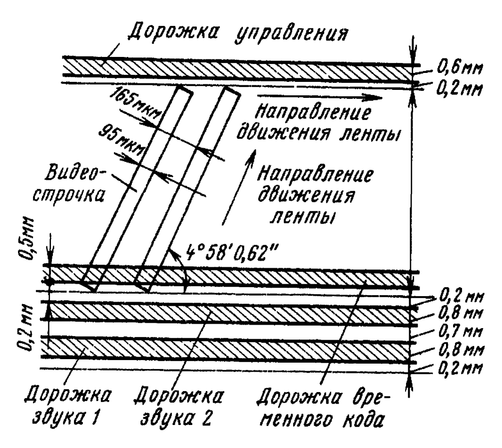


Рис. 6.2

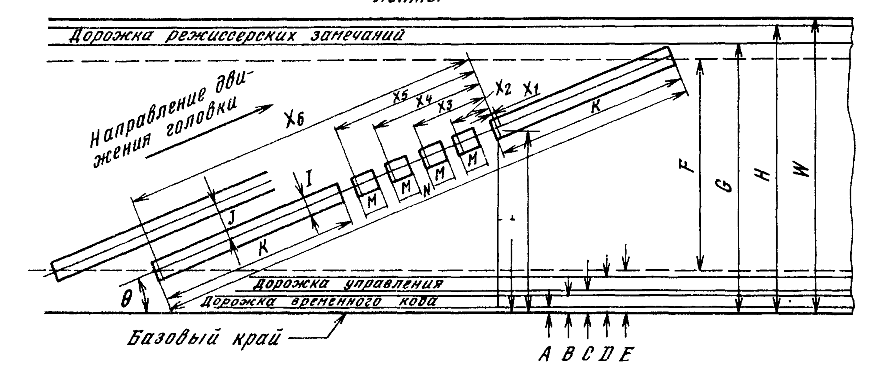


Рис. 6.3

компонентных сигналов используются форматы Д1 и ДСТ (рис. 6.3, табл. 6.1). На рис. 6.3 размеры X (X1÷X6) определяются концом расположения преамбулы. Для записи цифровых композитных сигналов применяется формат Д2 (рис. 6.4).

Видеофонограмма формата U записывается на двухголовочном кассетном ВМ. Относительная скорость головка — лента 10,26 м/с, продольная скорость ленты 9,53 см/с. Магнитная строчка с изображением имеет ширину 95 мкм, промежуток между строчками 52 мкм, угол наклона строчки 4°58′, на строчке записывается полное телевизионное поле. По верхнему краю ленты записывается продольная дорожка управления шириной 0,8 мм, на которой записывается контрольный сигнал. По нижнему краю ленты располагаются две продольные дорожки шириной 0,8 мм для записи звуковых сигналов и шириной 0,5 мм для записи временного кода.

Для ленты шириной 12,7 мм разработаны

Таблица 6.1. **Расположение и размеры дорожек записи в формате Д1**

Параметр	Обозначение	Номинальное значение, мм	Допустимое отклонение, мм
Нижний край дорожки временного кода	A	0,2	±0,1
Верхний край дорожки временного кода	B	0,7	±0,1
Нижний край дорожки канала управления	C	1,0	±0,1
Верхний край дорожки канала управления	D	1,5	±0,05
Нижний край области записи видеофонограммы	E	1,8	Размер для справок
Ширина области записи видеофонограммы	F	16/1,001	То же
Нижний край звуковой дорожки режиссерских замечаний	G	18,1	±0,15
Верхний край звуковой дорожки режиссерских замечаний	H	18,8	±0,2
Ширина строчки записи сигналов изображения и звука	I	0,04	+0 —0,005
Шаг строчки записи	J	0,45	Базовый размер
Длина строчки записи канала изображения	K	77,71	Размер для справок
Длина сектора записи сигнала звука	M	2,55	То же
Общая длина строчки записи сигналов изображений и звука	N	170/1,001	»
Отклонение записи	R		±0,1
Расположение импульса отклонения	T	0	±0,1
Угол наклона дорожки	Q	Sin —1 (16/170)	Базовый размер
Ширина ленты	W	19,01	±0,015
Расстояние до начала верхней части сектора изображения	X_1	0	±0,1
Расстояние до начала третьего звукового сектора	X_2	3,39	±0,1
Расстояние до начала второго звукового сектора	X_3	6,79	±0,1
Расстояние до начала первого звукового сектора	X_4	10,18	±0,1
Расстояние до начала нулевого звукового сектора	X_5	13,58	±0,1
Расстояние до начала нижней части сектора изображения	X_6	92,12	±0,1
Номинальное расстояние до области записи программы	Y	10,49	Базовый размер

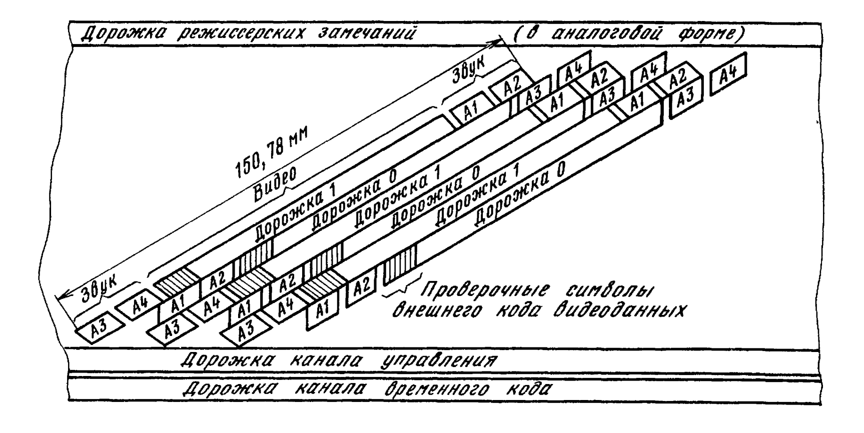


Рис. 6.4

многочисленные форматы записи, так как эта лента широко применяется в бытовой и профессиональной аппаратуре. Для целей видеожурналистики наибольшее распространение получили форматы L (рис. 6.5) и M11 (рис. 6.6, табл. 6.2). Кассеты с форматом записи L (Betacam и Betacam SP) используются в видеокамерах, плейерах и монтажных кассетных ВМ на телецентрах СНГ. Для формата L относительная скорость головка — лента 5,7 м/с, продольная скорость ленты 10,15 см/с. Изображение записывается на двух магнитных строчках одновременно, каждая шириной 73 мкм. Строчки располагаются с промежутком 7,5 мкм, угол наклона 4°63′. На одной строчке записывается яркостной сигнал, а на другой уплотненный в 2 раза сигнал цветности. По верхнему краю ленты расположены две продольные дорожки шириной 0,6 мм для записи звуковых сигналов, по нижнему краю ленты продольные дорожки шириной 0,5 мм для записи временного кода и шириной 0,4 мм для записи канала управления.

Для записи цифровых композитных сигналов применяется формат Д3 (рис. 6.7, где A_1—A_4 — сегменты для записи четырех звуковых сигналов; V_1, V_0 — сегменты для записи сигналов изображения). Для записи цифровых компонентных сигналов используется формат Д5.

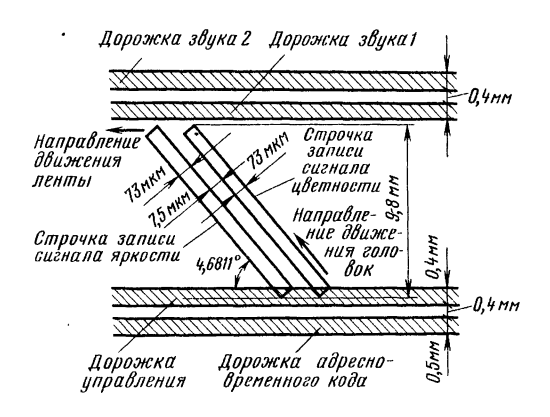


Рис. 6.5

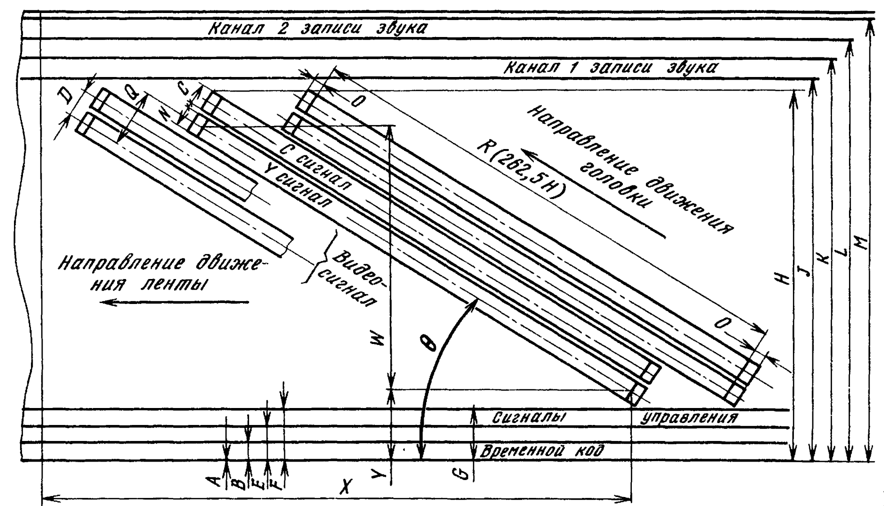


Рис. 6.6

Таблица 6.2. **Расположение и размеры дорожек записи в формате М2**

Параметр	Обозначение	Значение, мкм		
		минимальное	номинальное	максимальное
Нижний край дорожки временного кода	A	0	0	0
Верхний край дорожки временного кода	B	400	450	500
Ширина дорожки цветового сигнала	C	34	36	38
Шаг дорожки Y—C	D	40,7	42,2	43,7
Нижний край дорожки канала управления	E	850	900	950
Верхний край дорожки канала управления	F	1 250	1 300	1 350
Нижний край строчки записи сигнала изображения	G	1 469	1 503	1 537
Верхний край строчки записи сигнала изображения	H	10 601	10 634	10 668
Нижний край первой звуковой дорожки	J	10 830	10 850	10 870
Верхний край первой звуковой дорожки	K	11 400	11 450	11 500
Нижний край второй звуковой дорожки	L	11 900	11 950	12 000
Верхний край второй звуковой дорожки	M	12 500	12 550	12 650
Ширина дорожки яркостного сигнала (Y)	N	42	44	46
Длина сигнала ракорда	0		3H ref	
Шаг дорожки записи сигнала изображения	Q		84,5 ref	
Длина дорожки записи сигнала изображения	R		118254,3 (262,5H) ref	
Эффектная ширина области записи сигнала изображения	W		8847,1 ref	
Смещение начала записи сигналов каналов управления, временного кода и звука	X		202 000	
Нижняя граница области записи сигнала изображения	Y	1 621	1 626	1 631
Угол наклона дорожки	0		4,2906° (основной)	

Примечание. Знаком «ref» обозначены параметры, которые определены с помощью других параметров и даны только для номинальных значений

Таблица 6.3. **Основные параметры видеофонограммы формата VHS для отечественной бытовой аппаратуры**

Параметр	Обозначение	Значение
Ширина ленты, мм	A	12,65±0,01
Скорость ленты, мм/с		23,39±0,3
Диаметр барабана БВГ, мм		62±0,01
Скорость головка — лента, м/с		4,85
Ширина видеострочки, мм		0,04
Шаг записи, мм	P	0,049
Ширина поля видеозаписи, мм	B	10,6
Расстояние между базовым краем ленты и серединой поля записи, мм	H	6,2
Ширина дорожки управления, мм	C	0,75
Ширина дорожки звука, мм		0,35
Расстояние между дорожками звука, мм		0,3
Расстояние между базовым краем ленты и полем звукозаписи, мм	F	11,65
Угол подъема ленты по БВГ		5°56′7,4″
Динамический угол между базовым краем ленты и строчкой записи		5°57′50,3″
Азимутальный угол наклона рабочих зазоров видеоголовок		±6°±10′
Расстояние между концом строчки записи и положением соответствующего ей сигнала управления, мм	X	79,244
Натяжение ленты, Н		0,35...0,45

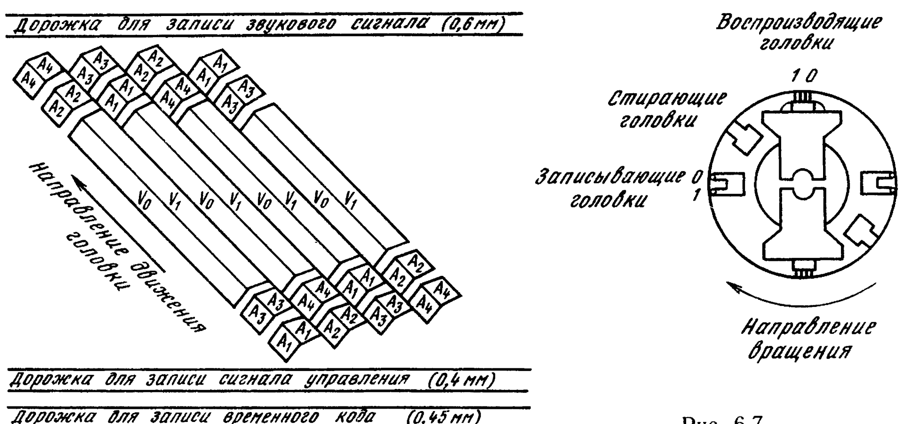


Рис. 6.7

В бытовой видеозаписи наибольшее распространение получили форматы VHS и Beta, которые имеют несколько усовершенствованных вариантов, связанных с увеличением времени непрерывной записи на одной кассете до нескольких часов и с записью звукового сопровождения вращающимися видеоголовками. Для кассетных ВМ, выпускаемых в СНГ, рекомендован формат записи VHS (рис. 6.8, табл. 6.3). Наиболее характерным для формата является то, что магнитные строчки записываются без промежутков двумя вращающимися головками, рабочие зазоры которых имеют взаимный перекос (азимутальная запись). Поэтому перекрестные помехи, возникающие при случайном считывании соседних магнитных строчек, значительно ниже, чем при считывании обычными головками. На каждой магнитной строчке размещаются все элементы одного поля цветного телевизионного изображения, т. е. запись несегментная.

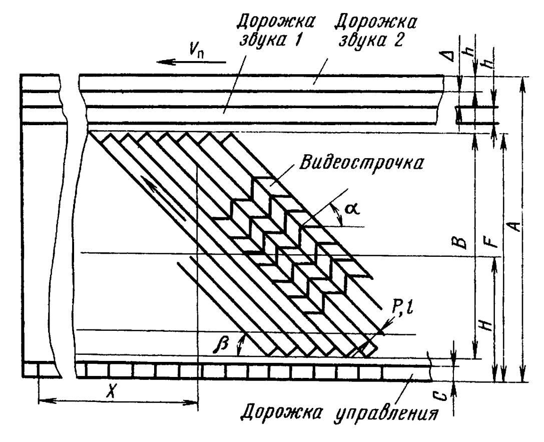


Рис. 6.8

6.2. УКРУПНЕННЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫХ ВМ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Профессиональные ВМ представляют собой сложные комплексы устройств. Их характеристики и структурные схемы в значительной степени зависят от формата записи. Наибольшее распространение на РТЦ стран СНГ нашли ВМ форматов C/EBU, Betacam (Betacam SP), S-VHS.

Видеомагнитофоны формата C/EBU получили наибольшее распространение в профессиональном телевизионном вещании из-за высокого качества изображения, широких технологических возможностей и эксплуатационных удобств. В табл. 6.4 приведены основные технические характеристики отечественных и лучших зарубежных ВМ формата C и C/EBЧ.

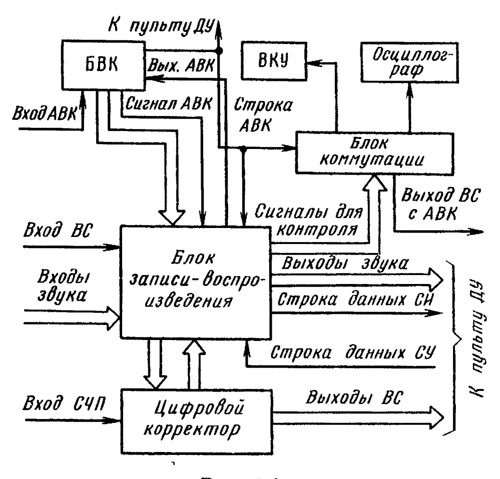


Рис. 6.9

Таблица 6.4. **Технические характеристики видеомагнитофонов формата С и С/ЕВЧ**

Параметры ВМ	Значение параметров различных моделей				
	VPR-6 (США)	BVH-2180 (Япония)	BVH-2800 (Япония)	HR-210 (Япония)	Кадр-103СЦ (Россия)
Канал изображения					
Полоса частот, МГц	6	5,5	4,4	6	6
Отношение сигнал-шум, дБ	43	43	47	44	42
Муар, дБ	36	35	40	35	36
Дифференциальное усиление, %	4	4	4	4	5
Дифференциальная фаза, град	4	4	4	4	4
Нелинейные искажения, %	2	1	1	2	2
$К_ф$, %	1	1	1	1	1
Звуковой канал					
Полоса частот, кГц	18	15	15	15	16
Отношение сигнал-шум, дБ	56	56	56	56	52
Нелинейные искажения, %	3	3	3	3	3
Детонация, %	0,1	0,1	0,1	0,1	0,12
Перекрестные искажения (каналы 1 и 2), дБ	60	60	60	56	60
Масса, кг	304	305	77 без ТВС	290	240
Потребление, кВт	1	0,9	0,6+0,15+ +0,5	1,33	1
Габаритные размеры, мм	1880×838× ×673	1910×900× ×900	—	1800×810× ×690	1700×850× ×700
Время входа в синхронизм, с	3	2	2	6	2
Время записи, мин	120	180	120	90	90
Время перемотки, мин	1,7	1,9	1,9	1,5	3

На рис. 6.9 показана схема студийного ВМ Кадр-103СЦ. В состав ВМ входят оформленные в виде отдельных модулей: блок записи-воспроизведения Кадр-103АС; цифровой корректор Цифра-101; генератор-дешифратор адресно-временного кода БВК; блок коммутации с встроенным громкоговорителем ВК; осциллограф С1-81; черно-белое видеоконтрольное устройство ВК-23В60. Перевозимый вариант состоит из модулей Кадр-103АС, Цифра-101 и БВК. В каркасе блока записи-воспроизведения имеются две кассетницы и съемная панель управления. В верхней откидной кассетнице размещены 10 электронных блоков четырех звуковых каналов. Остальные 30 блоков находятся в нижней кассетнице. С задней стороны каркаса располагаются входной щиток и три блока питания. На панели управления в центре располагаются органы управления основными режимами ВМ, слева — органы управления системой встроенного монтажа, справа — ручка и кнопки управления режимами замедления, перемотки и подгонки.

На рис. 6.10 приведена упрощенная структурная схема блока записи-воспроизведения. Звуковые блоки 5, 6, генераторы стирания 13, 24 и канал изображения выполнены аналогично ВМ формата Q, но с уменьшенным числом усилителей записи и воспроизведения и исключенным электронным переключателем головок. В тракте установлены головки 4, 7, 9, 10 и эластичные развязки 2, 3. Высококачественный модулятор 26 с АПЧ имеет нестабильность 50 кГц и уровень второй гармоники 50 дБ. Усилитель записи 22 синусоидального типа, симметричный, с коррекцией, рассчитанный на ферритовые видеоголовки. В канале воспроизведения (головки 16, 17 и блоки 18, 42) применен двойной управляемый косинусный корректор, переключаемый на время работы в специальных режимах воспроизведения ВМ. Система АРУ поддерживает стабильным размах сигнала на входе ограничителя 29 и детектора огибающей системы автотренинга 43 (САТ). Демодулятор 30 выполнен по схеме с удвоением частоты: на его выходе установлена упрощенная система обработки 31 с компенсатором выпадений, защитой от помех, вызываемых короткими импульсами, и усиленной фиксацией уровня черного, позволяющей наблюдать изображение при перемотке.

Цифро-аналоговые системы регулирования частоты вращения двигателя 23 барабана БВГ 32 и скорости ленты 33 работают по принципу синхронного привода с использованием тахогенераторов 50 и 6250 Гц для БВГ и 1000 Гц для ведущего узла. При номинальной скорости ленты САР-СЛ работает по воспроизводимым и опорным импульсам 12,5 и 50 Гц. В режимах замедления и ускорения скорость ленты может изменяться от $-1V_{ном}$ до $2V_{ном}$, имеется возможность покадрового перемещения ленты с точной установкой числа кадров, на которые смещается лента. Во всех специальных режимах воспроизведения прижимной ролик 41 прижимает ленту к ведущему валу 8, что стабилизирует натяже-

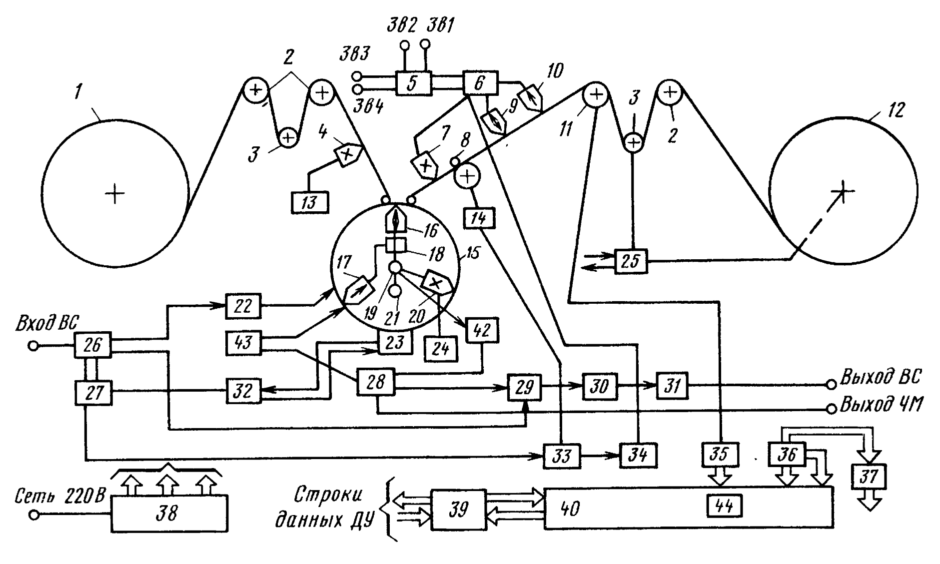


Рис. 6.10.

ние ленты на БВГ. Устройства натяжения и управления 25 управляют боковыми 1 и 12 и ведущим двигателями при рабочем ходе ленты и во время перемоток, бесстоповых переходов и в режиме поиска, исключая образование петель и выброс ленты из тракта ЛПМ. Датчики обрыва ленты, тахогенераторы боковых узлов и датчик скорости ленты 11 вырабатывают импульсные сигналы, по которым устройство управления останавливает ленту в конце намотки катушек или при ее обрыве. Управление покадровым перемещением и спецрежимами осуществляется бесконтактной магнитной многооборотной ручкой с фиксацией каждого положения, импульсы от которой обрабатываются микропроцессором по специальной программе.

В составе ВМ имеется система синхронизации 27, вырабатывающая опорные и замещающие форматное выпадение сигналы в режимах работы ВМ от записываемого сигнала, сигнала СЧП или от встроенного кварца. Система автотрекинга 43, управляющая головкой воспроизведения 17, выполняет следующие функции: отклоняет головку на 70 мкм в режиме записи для совмещения ее с записываемой строчкой; в режиме непрерывного сканирования следит за воспроизводимой строчкой и перебрасывает головку по заданному режиму при замедлении или ускорении; совмещает головку с неподвижной строчкой в режиме стоп-кадра. Частота сканирования головки воспроизведения при работе САТ составляет 500 Гц. В режимах воспроизведения с неноминальной скоростью ленты на головку подается специально сформированный пилообразный сигнал. Его скорость зависит от скорости ленты и меняется в зависимости от сигнала таходатчика ведущего вала. Причем при скорости ленты меньше $0{,}1V_{ном}$ сигнал таходатчика автоматически отключается, что исключает смещение головки от неправильно сформированных сигналов. Собственные колебания головки подавляются цепью демпфирования, на которую поступает сигнал от пьезокерамического датчика перемещения головки, закрепленного за биморфный преобразователь. В состав САТ входят блоки, компенсирующие статическую кривизну магнитной строчки и предохраняющие преобразователь от перегрузок по напряжению.

Система электронного монтажа 37 обеспечивает все режимы, необходимые для работы ВМ в монтажных аппаратных, а также позволяет вести автоматический монтаж по коду с одного ВМ на другой в режимах «вставки» и «продолжения». Система дистанционного управления 39 ВМ выполнена с уплотнением 32 команд в один сигнал длительностью в одну ТВ строку, что позволяет передавать их по коаксиальному кабелю с пультов управления аппаратных. По строке управления передаются управляющие команды, а по строке исполнения — результат их выполнения ВМ.

Видеомагнитофон имеет развитую систему контроля 44, индикации и диагностику, в состав которой входит осциллограф с блоком коммутации, что дает возможность контролировать форму входных и выходных сигналов, ЭДС головок, форму сигнала автотрекинга. Звуковые сигналы прослушиваются с помощью контрольного громкоговорителя. Видеоконтрольное устройство подключается к разным точкам канала изображения и служит дисплеем для цифрового сигнала АВК. Четыре стрелочных прибора, цифровой индикатор и светодиодное табло аварий на панели управления 40 в сочетании со светодиодными индикаторами на лицевых панелях блоков позволяют оперативно находить неисправность в работе систем. Источники питания 38 снабжены автоматической защитой от коротких замыканий, и каждый стабилизатор имеет светодиодную индикацию отказа, а система управления 36 автома-

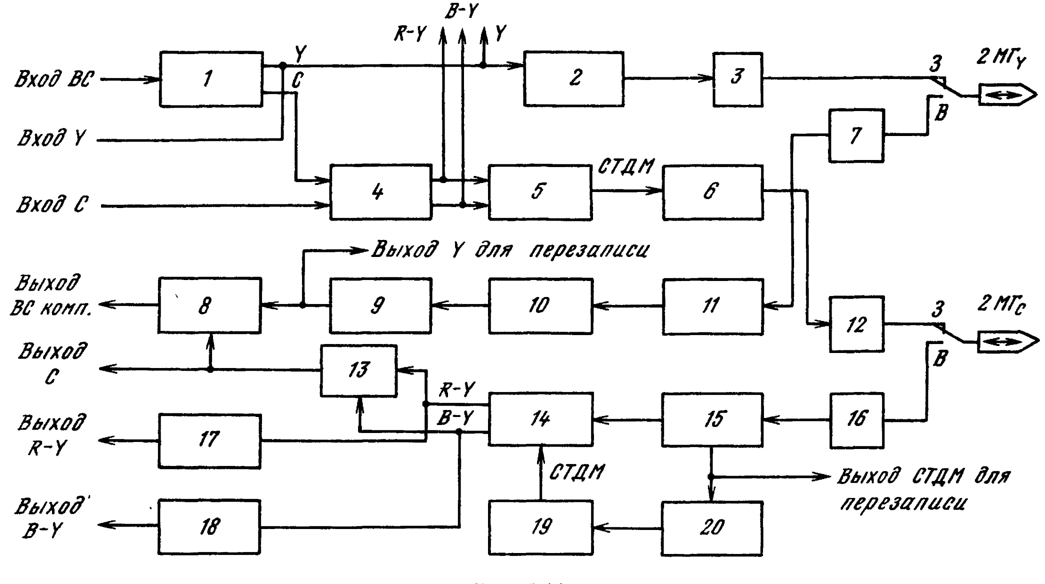


Рис. 6.11

тически блокируется при неправильной заправке или отсутствии ленты. Обработка воспроизводимого сигнала, коррекция временных искажений и компенсация выпадений осуществляется с помощью цифрового корректора Цифра-101.

Широкое распространение аппаратуры формата С привело к появлению большого числа моделей ВМ с различными конструктивными и технологическими особенностями, например VPR-3, VPR-5, VPR-6 (фирмы Ampex, США); BVH-2000, BVH-2500 (фирмы Sony, Япония).

В начале 90-х годов для информационного вещания и видеожурналистики стали применяться кассетные ВМ форматов Betacam, S-VHS, Betacam SP. Структурная схема ВМ BVW-40 (SONY) формата Betacam приведена на рис 6.11. На рис. 6.13, а — д показана конструкция кассеты формата VHS-C (а — вид сверху; б — вид спереди; в — вид слева; г — вид снизу; д — вид справа), где 1, 2 — место наклейки этикетки; 3 — зубец запрета записи; 4 — установочные отверстия; 5 — шестерня приемной катушки; 6, 7 — подающая и приемная катушки соответственно; 8 — место прохода ленты за крышкой кассеты для защиты ленты.

На рис. 6.13, е показана конструкция привода компакт-кассеты, где 9, 10 — падающая и приемная катушки соответственно; 11 — шестеренка привода приемной катушки во вращение (расположена в адаптере).

Композитный ВС (рис. 6.11) подается на вход разделителя 1 и делится на компоненты Y и С. Сигнал яркости Y поступает на модулятор 2. От него ЧМ сигнал Y после усиления УЗ 3 записывается видеоголовками МГ. Сигнал цветности С декодируется декодером 4 на компоненты R—Y, B—Y, которые компенсируются с коэффициентом 2 компрессором 5, причем компонента B—Y задерживается на 1/2 Н. После суммирования компонент преобразованный сигнал цветности (CTDM) поступает на модулятор 6, затем ЧМ сигнал цветности усиливается усилителем 8 и записывается видеоголовками МПС на ленту. При воспроизведении сигналы ЧМУ и ЧМС усиливаются предварительными усилителями УВ 7 и УВ 9 и демодулируются демодуляторами 13 и 16. Сигнал с выхода шумоподавителя 12 подается в ЦКВИ 11 и после устранения временных искажений поступает в сумматор 10. Выходной сигнал CTDM шумоподавителя 20 фильтруется полосовым фильтром 19, в ЦКВИ 15 в нем устраняются временные искажения, производится декомпрессия компонент R—Y и B—Y, их задержка и фазирование. Компоненты R—Y и B—Y усиливаются усилителями 17 и 18, подаются на выход ВМ и параллельно в кодер 14. С выхода кодера 14 сигнал цветности поступает в сумматор 10, где суммируется с сигналом Y и подается на выход ВМ.

Основные параметры аналоговых кассетных компонентных ВМ приведены в табл. 6.5. Их главное преимущество — низкие дифференциальные «перекрестные» искажения, которые менее заметно растут при перезаписи, чем у композитных.

Все аналоговые ВМ используют способ записи ВС видеоголовками с предварительной ЧМ модуляцией, что ограничивает число перезаписей и лимитирует такие важные параметры воспроизводимого сигнала, как отношение сигнал-шум. Появление новых интегральных микросхем для высокоскоростной обработки и запоминания цифровых сигналов привело к появлению видеомагнитофонов, в которых на ленту записываются непосредственно цифровые сигналы (они названы цифровыми видеомагнитофонами —

Таблица 6.5. **Аналоговые видеомагнитофоны**

Формат записи	C		Betacam SP			M II			S-VHS
Тип видеомагнитофона	«Кадр-103 СЦ»	BVH-3100 PS	CVR-75	CVR-35	CVR-5	AU-760	AU-520	AU-410	A6-7500-E
Потребляемая мощность, Вт	1000	500	240	28	13	220	42	15	100 (с ПЭМ А6-А750)
Масса, кг	250	67	30	6,8 (с батарейкой и лентой)	3,3	35	7	3,6	21
Размеры (ширина, высота, длина), мм	830×1720××705	570×762××572	437×227××520	296×140××350	242×223××110	436×265××560	300×120××330	115×190××200	430×176××453
Каналы: изображения	1 строчка/поле		строчка Y/ строчка R—Y/B—Y/поле			строчка Y/ строчка R—Y/B—Y/поле			1 строчка/поле
звука (основные)	2 (аналоговые)		а) 2 аналоговых на продольных дорожках; в) 2 модуляционной записи на видеострочках			а) 2 аналоговых на продольных дорожках; в) 2 модуляционной записи на видеострочках***			а) 2 аналоговых на продольных дорожках в) 2 модуляционной записи на видеострочках
(вспомогательный)	1		—			—			—
ВК	1		1			1			Может записываться на дорожке ЗВ-2
Управления	1		1			1			1
Скорость ленты, см/с	23,98		10,15			6,63			2,34

Формат записи	C		Betacam SP			M II			S-VHS
Упаковка ленты	Рулон		Кассета Beta			Кассета AU			Кассета S-VHS
Ширина ленты, мм	25,4		12,65			12,65			12,65
Рабочий слой	Оксидный (с высокой коэрцитивной силой)		Оксидный, металлопорошковый**			Металлопорошковый			Оксидный
Время записи-воспроизведения, мин	90 (с катушками 26,7 см)	128 (с катушками 29,4 см)	34 (кассета S) 100 (кассета Л)	34 (S)	34 (S)	97 (AU-M90L) 24 (AU-M20S)	97 (AU-M90 L) 24 (AU-M20S)	24 (AU-M20S)	180 (SE-180)
Скорость записи, м/с	21,4		5,7			7,09			4,84
Время перемотки, с	110 (катушки на 1 ч)		180 (L)	180 (S)	210 (S)	<180 (AU-M60L)	<360 (AU-M60L)	<120 (AU-M20S)	180
Изменение скорости воспроизведения	(0...+2) $V_{ном}$ (с автотрекингом)	(—1...+3) $V_{ном}$ (с автотрекингом)	(—1...+2) $V_{ном}$ (с автотрекингом)	—	—	(—1...+2) $V_{ном}$	—	—	—
Просмотр во время перемотки (поиск): в цвете черно-белый	— до $\pm 25V_{ном}$	— До ±50	До $\pm 5V_{ном}$ До $\pm 24V_{ном}$	— До $\pm 3V_{ном}$	— —	— $\pm 32V_{ном}$	— $\pm 5V_{ном}$	— —	До $\pm 10V_{ном}$ —
Сигнальный интерфейс	СЕКАМ	ПАЛ/СЕКАМ	ПАЛ/СЕКАМ Dub Y C:(R—Y) (B—Y)	ПАЛ/СЕКАМ Dub Y C:(R—Y) (B—Y)	— Dub Y C:(R—Y) (B—Y)	ПАЛ Dub. S-Video Y C:(R—Y) (B—Y) и контакта	ПАЛ Comp. Y (вход) R—Y B—Y	Вход: (79 контр. соединитель) Y C:(R—Y)	ПАЛ Dub.: Y, C (7 контр.) S-Video: Y, C (4 контр.)

Формат записи	C		Betacam SP			M II			S-VHS
			Comp Y R—Y 3BNC B—Y			Comp. Y R—Y 3BNC B—Y		(B—Y) Выход: ПАЛ	
Дистанционное управление	По строке данных через коаксиальный соединитель	Последовательные интерфейсы: 15-контактный соединитель через CCJ конвертер; RS-422 (9 контр.) Параллельный интерфейс: через 50-контактный соединитель	Последовательный интерфейс: RS-422. Параллельный интерфейс: через 50-контактный соединитель	Последовательный интерфейс: RS-422. Вход управления от ТВ камеры	Вход управления от ТВ камеры	Последовательный интерфейс: RS-422. Параллельный интерфейс через 50-контактный соединитель	Последовательный интерфейс: RS-422. Вход управления от ТВ камеры	Вход управления от ТВ камеры	Параллельный: через 24-контактный соединитель

Характеристики канала изображения

Запись	Аналоговая	Аналоговая	Аналоговая	Аналоговая
Характеристика формата	С записью полного цветового сигнала	С раздельной записью сигналов яркости и цветности	С раздельной записью сигналов яркости и цветности	С раздельной записью сигналов яркости и цветности в одном канале
Метод записи	Обычный с защитными промежутками	Азимутальный без защитных промежутков, разворот рабочих зазоров видеоголовок ±7°	Азимутальный без защитных промежутков, разворот рабочих зазоров видеоголовок ±15°	Азимутальный без защитных промежутков, разворот зазоров видеоголовок ±6°

Продолжение табл. 6.5

Формат записи	C		Betacam SP			M II			S-VHS
Полоса пропускания	5,5 МГц± ±1,5 дБ +1,5 6 МГц дБ —3	5 МГц± ±0,5 дБ 5,5 МГц— —3 дБ (*)	+0,5 Y:(25 Гц...5,5 МГц) дБ —3,0 C(R—Y/B—Y): +0,5 (25 Гц...1,5 МГц) дБ —3,0			+0,5 Y:(25 Гц... 5,5 МГц) —3,0 C(R—Y/B——Y) +0,5 (25 Гц... 2,0 МГц) —3,0	+1,0 Y:(25 Гц...5,0 МГц) дБ —2,0 C(R—Y/B—Y): +1,0 (25 Гц...1,8 МГц) —2,0		Y:5 (400 тел.) C:<1
Отношение сигнал-шум, дБ	Не хуже 42	Не хуже 45	48 (Y, C)			>47 (Y, C)	Y:>47 C:>48		45 (VHS)
Комбинационные искажения (муар), дБ	—36	—35	—	—	—	—	—	—	—
Дифференциальное усиление, %	<5	<4*)	<3 (Y) 4 (C)	<3	<3	3	—	—	—
Дифференциальная фаза, град	<5	4*)	—	—	—	—	—	—	—
К-фактор, %	<2	Меньше 1*	1,5	<2	<2	Y:1,5 C:2	Y:2 C:3		—
Рассовмещение Y/C, пс	Меньше 40	Меньше 20*	<20 (ПАЛ) <50 (СЕКАМ)				20		—

Продолжение табл. 6.5

Формат записи	C		Betacam SP	M II		S-VHS
Способ замены видеоинформации	Монтаж		Монтаж	Монтаж		Монтаж
Регулировка сигнала	После воспроизведения		После воспроизведения	После воспроизведения		После воспроизведения
Защита от выпадений	Замещение предыдущими строками		Замещение предыдущими строками	Замещение предыдущими строками		—
Число перезаписей (отношение сигнал-шум после последней перезаписи, дБ)	3 (36)	3 (36)	3	3		3
Характеристики каналов звукового сопровождения						
Запись	Аналоговая		Продольная аналоговая/модуляционная вращающимися головками	Продольная аналоговая/модуляционная вращающимися головками		Продольная аналоговая/модуляционная вращающимися головками
Полоса пропускания, Гц	+1,5 (40...16 000) —3,5 (80...10 000) ±1,5 дБ	+1,5 (50...15 000) —3,0 (200...7500) ±1,0 дБ	+1,5 а) (50...15 000) дБ —3,0 +0,5 в) (20...20 000) дБ —2,0	+1,0 а) (50...15 000) дБ —2,0 +0,5 в) (20...20 000) дБ —2,0	+2,0 а) (50...15 000) дБ —3,0 +1,0 в) (20...20 000) дБ —2,0	а) (50...12 000) в) (20...20 000)

Окончание табл. 6.5

Формат записи	C		Betacam SP			M 11			S-VHS
Отношение сигнал-шум, дБ	52 (с шумоподавлением)	56	54 (в продольных)			56 (в продольных)			48
Динамический диапазон, дБ	—	—	85 (в модуляционных)			80 (в модуляционных)			—
Коэффициент нелинейных искажений, %	3	1	а) 1 в) 0,5	а) 1,5 в) 0,5	а) 1,5 в) 0,5	а) <0,8 в) <0,5	а) <1,0 в) <0,5		—
Перекрестные помехи, дБ	—50 дБ (4 кГц), —40 дБ (10 кГц)	—60	а) —65 в) —70	а) —55 в) —65	а) —55 в) —65	а) — в) —65			—
Детонация, %	0,12	0,1	а) 0,1 в) —	а) 0,15 в) —	а) 0,15 в) —	а) 0,1 в) —	а) 0,15 в) —		—
Способ замены звуковой информации	Монтаж переключением		Монтаж переключением/монтаж переключением одновременно с видеосигналом			Монтаж переключением/монтаж переключением одновременно с видеосигналом			Монтаж переключением/монтаж переключением одновременно с видеосигналом
Цена	82,6 тыс. руб.	~60 тыс. инв. руб.	~26,7 тыс. инв. руб.	~11,1 тыс. инв. руб.			~7,4 тыс инв. руб.	~5,8 тыс. инв. руб.	2,3 тыс. инв. руб.

* Все параметры видеосигнала измерены на выходе КВИ

** Все параметры видеозаписи измерены при записи на металлопорошковой ленте и воспроизведении на CVR-75 $V_{ном}$ — номинальная скорость записи

*** При дополнительном подключении А-РС75 (ИКМ процессора) на месте одной продольной звуковой дорожки записываются строчки двух цифровых (ИКМ) звуковых каналов

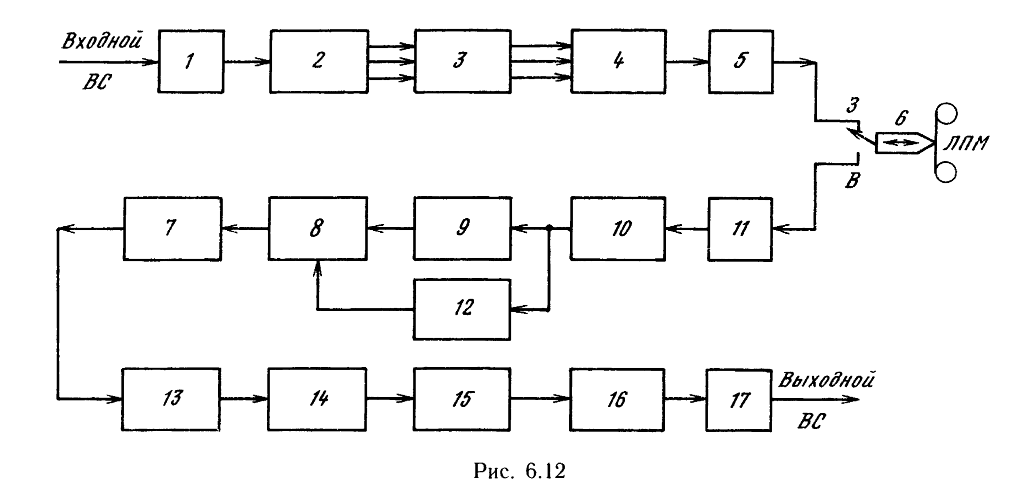


Рис. 6.12

ЦВМ). На рис. 6.12 показан канал изображения ЦВМ. На вход канала изображения поступает аналоговый ВС, который в АЦП-1 преобразуется в параллельный цифровой код. В кодере 2 цифровой сигнал подвергается помехоустойчивому кодированию и перемешиванию в скремблере 3 с целью повышения достоверности записи. Смысл скремблирования состоит в том, чтобы соседние кодовые слова записывались на отдаленных друг от друга участках ленты. Это позволяет при наличии выпадений на одном участке ленты заменить отсутствующие цифровые сигналы сигналами из памяти и сохранившимися сигналами на других участках ленты по заранее известным математическим соотношениям. С выхода скремблера 3 цифровой поток разделяется на несколько параллельных цифровых сигналов (по числу одновременно записывающих видеоголовок), которые в кодере 4 подвергаются канальному кодированию. Сформированный код подается в усилитель записи 5 и записывается головкой 6 на ленту 7.

В режиме воспроизведения сигнал усиливается предварительным усилителем 11 и поступает на корректор АЧХ 10, в котором производится коррекция волновых и частотных потерь. Далее сигнал подается на устройство детектирования 9, на входе которого формируются прямоугольные импульсы. С детектора 9 сигнал поступает на декодер 8, преобразующий канальный код в

Таблица 6.6. **Параметры цифровых видеомагнитофонов**

Формат записи	D1	D2	D3	D Beta	D5
Тип видеомагнитофона	DVR-200, 2100	DVR-28p	AJ-D350	DVW-500P	DCR-58
Потребляемая мощность, Вт	400	550	400	500	500
Масса, кг	65	58	48	34	34
Габаритные размеры, мм	436×353××682,5	436×370×656	424×265×667	427×237×520	437×291×653
Каналы:					
изображения	6 сегментов/поле	4 сегмента/поле	4 сегмента/поле	4 сегмента/поле	4 сегмента/поле
звука (основные)	4	4	4	4	4
(вспомогательный)	1 (аналоговый)	1 (аналоговый)	1 (аналоговый)	1 (аналоговый)	1 (аналоговый)
ВК	1	1	1	1	1
Управления	1	1	1	1	1

Формат записи	D1	D2	D3	D Beta	D5
Скорость ленты, см/с	28,69 (525/60)	13,7	8,39	9,67	16,72
Ширина ленты, мм	19,10	19,10	12,65	12,65	12,65
Рабочий слой	Оксидный (850 Oe)	Металлический (1500 Oe)	Металлический (1500 Oe)	Sony	Металлический (1500 Oe)
Тип кассеты; время воспроизведения, мин; размер кассеты, см	D15-6, 6 17,2×10,9× ×3,3 D1M-34, 34 25,4×15,0× ×3,3 D1L-76, 76, D1L-94, 94 36,6×20,6× ×3,3	D2S-32M, 32 17,2×10,9× ×3,3 D2M-94M, 94 25,4×15,0× ×3,3 D2L-208, 208 36,6×20,6× ×3,3	AJ-TD60S, 64 16,1×9,8×2,5 AJ-TD120M, 125 21,2×12,4× ×2,5 AJ-TD240L, 245 29,6×16,7× ×2,5	BST-D6/D12/ D22/D32/D40 S. cassette BCT-D34L/ D64L/D94L/ D124L	S 32 M 63 L 123
Скорость записи, м/с	36	30,4	23,88	5,7	23,88
Время перемотки, с	92 (DCL-1300) 113 (DCL-1600)	50 (DCS-32M) 90 (DCM-94M) 160 (DCL-208M)	90 (90 мин по ленте)	180 (D124L)	92 (DCL-1300) 113 (DCL-1600)
Время вхождения в синхронизм, с	<1	<1	<1	0,5	<1
Изменение скорости воспроизведения	(1—1...+2) $V_{ном}$— —DVR-2100	(—1... +3) $V_{ном}$	(—1... +3) $V_{ном}$	(—1... +3) $V_{ном}$	(—1... +2) $V_{ном}$
Наличие специальных режимов воспроизведения	Да	Да	Да	Да	Да
Просмотр во время перемотки (поиск):					
в цвете	—	До ±100 $V_{ном}$	До ±100 $V_{ном}$	—	—
черно-белый	До 50 $V_{ном}$	—	—	—	—
Наличие режима монтажа	Да	Да	Да	Да	Да
Характеристики канала изображения					
Характеристика формата	Компонентный	Композитный PAL	Композитный PAL	Компонентный	Компонентный
Канальный код	NRZ (6BH)	M^2	8/14	—	8/14
Полоса пропускания, МГц	Y:5,75 C:2,75	6,0±0,5 дБ +0 6,5 дБ —3,0	6,0±0,5 дБ +0,5 7,0 дБ —3,0	Y:5,75$\pm^{0,5}_{0,7}$ дБ C:2,75$\pm^{0,5}_{0,7}$ дБ	
Отношение сигнал-шум, дБ	56 (Y, C)	54	54	62	54

Окончание табл. 6.6

Формат записи	D1	D2	D3	D Beta	D5
Дифференциальное усиление, %	—	<3	<2	—	—
Дифференциальная фаза, град	—	<1,5	<1	—	
К-фактор, %	<1	<1	<1	—1	<1
Число перезаписей (отношение сигнал-шум после последней перезаписи, дБ)	10 (56)	10 (54)	20	20	20
Характеристики каналов звукового сопровождения					
Полоса пропускания, Гц	(20... 20 000) +0,5 —1,0 дБ	(20... 20 000)+0,5 —1,0 дБ	(20... 20 000) +0,5 ±0,5 дБ		(20... 20 000) +0,5 ±0,5 дБ
Динамический диапазон, дБ	90	>105	100		100

исходный. Процессы детектирования и декодирования синхронизируются тактовыми импульсами. Устройство формирования тактовых импульсов 12 синхронизируется воспроизводимым канальным кодом, который выбирается «самосинхронизирующимся». С выхода канального декодера 8 сигнал поступает в ЦКВИ 7, где устраняются временные сдвиги цифровых импульсов. Затем они подаются в дескремблер 13 и в декодер 14 корректирующего кода, в котором производится обнаружение и коррекция ошибок. Ошибки, оставшиеся нескорректированными, маскируются в устройстве маскирования 15 сигналами, взятыми до и после «дефектных» кодовых слов. Для обеспечения режима маркирования длительной работы в режимах «стоп-кадр», «замедление» и т. д. вводится цифровая память на кадр 16. Далее в ЦАП 17 цифровой сигнал преобразуется в аналоговый и поступает на выход ВМ. Обычно вместе с изображением записывается звуковое сопровождение, предварительно преобразованное в цифровой сигнал.

Помимо непосредственной записи закодированных цифровых сигналов для ЦВМ характерна высокоплотная запись на высококоэрцитивной ленте и распределение цифрового потока на несколько каналов, что позволяет увеличить достоверность при повреждении носителя или головки. В табл. 6.6 приводятся основные параметры ЦВМ, созданные ведущими зарубежными фирмами для студийной записи и видеожурналистики.

6.3. ТИПЫ И КОНСТРУКЦИИ БЫТОВЫХ ВМ

Бытовые ВМ отличаются от профессиональных простотой конструкции, несколько пониженными требованиями к параметрам воспроизводимых сигналов, рядом сервисных устройств, облегчающих их сопряжение с телевизором и программирование процессов записи и воспроизведения. Серийное производство в нашей стране бытовых ВМ для записи черно-белых изображений относится к началу 70-х гг. Первый двухголовочный катушечный видеомагнитофон типа ВК1/2 был комбинированным, т. е. стационарным со съемным переносимым ЛПМ для записи программ от ручной телекамеры. Несколько позже начали выпускаться двухголовочный катушечный переносной ВМ «Электроника-501 видео», стационарный «Электроника-502 видео» и другие, имеющие различные форматы записи. Вскоре был выпущен ряд моделей кассетных бытовых ВМ «Спектр-203», «Электроника-508», «Орбита», «Сатурн» с коаксиальной кассетой формата VCR.

К концу 70-х гг. широкое распространение получили ВМ с кассетами компланарного типа. Производство катушечных аппаратов и кассет VCR было прекращено, и для стран СНГ была выбрана кассета ВК формата VHS.

В 80-х гг. в странах СНГ начат выпуск серийных ВМ «Электроника ВМ-12», «Электроника ВМ-18», ВМЦ 82-20 формата VHS и моделей по лицензии ряда фирм Японии, Южной Кореи и Германии. Их характеристики, а также характеристики современных моделей ряда зарубежных фирм приведены в табл. 6.7.

Видеомагнитофон HR-D470 (фирма JVC, Япония) — формата HiFi VHS MF, отличается компактностью, малой массой и возможностью записи высококачественного звукового сопровождения в полосе частот 20...20 000 Гц с отношением сигнал-шум до 90 дБ. Такой высокий результат при низкой скорости ленты был достигнут благодаря применению для записи звука вращающихся головок. Габаритные размеры ВМ снижены за счет применения вертикальной системы заправки ленты, при которой кассета вставляется боком. Блок вращающихся головок имеет четыре головки для канала изображения: две — для записи и воспроизведения с номинальной скоростью, две (рабочие зазоры головок наклонены на ±6°) — для воспроизве-

Таблица 6.7. **Технические характеристики бытовых ВМ новых моделей**

Параметры ВМ	Значение параметров различных моделей				
	ВМ-18 (Россия)	SL-1105 (Sony, Япония)	EV-A80 (Sony, Япония)	HR-1200 E6 (JVC, Япония)	HR-D470 (JVC, Япония)
Формат записи	VHS	Beta	V-8	VHS	VHS
Габаритные размеры, мм	430×115×365	430×80×350	353×85×355	288×103×268	315×370×90
Масса, кг	8	7,3	6	5,2	7,3
Скорость ленты, см/с	2,339	1,33	0,6/0,3	2,339	1,111
Скорость записи, м/с	4,87	5,8		4,85	4,85
Время записи, мин	180	240	540/1120	180	360
Габаритные размеры кассеты, мм	188×104×25	156×96×25	95×52,5×15	188×104×25	188×104×25
Канал изображения					
Четкость, строк	250	250	250	250	250
Отношение сигнал-шум, дБ	41	40	40	40	40
Канал звука					
Число каналов	1	2+2 ЧМ	2 цифр.	2	2+2 ЧМ
Полоса частот, Гц	100...8000	20...20 000	20...20 000	100...8000	20...20 000
Вид звукового сопровождения	Моно	Стерео	Стерео	Стерео	Стерео
Отношение сигнал-шум, дБ	38	40+80	90	40	40+80
Замедление	Имеется	Имеется	Имеется	Имеется	Имеется
Стоп-кадр	»	»	»	»	»
Дистанционное управление	»	»	»	»	»

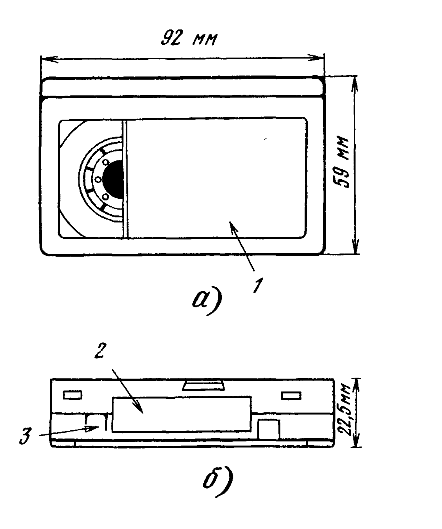
дения в режимах стоп-кадр, замедления, ускорения (до трехкратного). Две отдельные вращающиеся звуковые головки с широким рабочим зазором (рабочие зазоры головок наклонены на ±30°) предназначены для записи стереозвукового сопровождения (левый канал записывается на поднесущей 1,3 МГц ±150 кГц, правый — на поднесущей 1,7 МГц ±150 кГц).

Сигнал записывается этими головками в нижнем слое рабочего слоя ленты, в то время как изображение — в поверхностном слое ленты. Видеомагнитофон оснащен системой обработки воспроизводимого сигнала, которая повышает четкость изображения, уменьшает помехи и временные искажения, используя кадровую память на ПЗС структурах.

Видеомагнитофон SL-F105 (фирма Sony, Япония) — формата Beta, использует две головки для записи изображения и звука и две дополнительные головки для воспроизведения изображения в режимах стоп-кадр, замедления и ускорения. Переход на воспроизведение дополнительными головками происходит автоматически при возникновении шумовой помехи при сходе головки с магнитной строчки. Стереозвуковое сопровождение записывается вращающимися головками путем модуляции двух поднесущих для левого канала и двух для правого, которые размещаются между ЧМ сигналом яркости и перенесенными в область НЧ сигналами цветности. Пульт дистанционного управления с инфракрасным каналом беспроводной связи позволяет управлять ВМ как в основных, так и в монтажных режимах. Три микропроцессора обеспечивают работу всех автоматических систем ВМ и их диагностику.

Видеомагнитофон TACTICS VCR-7700 (фирма JVC, Япония) — формата VHS, имеет две скорости 23,39 мм/с (SP) и 11,69 мм/с (LP), максимальная длительность записи на кассете Е-180 (LP) до 6 ч. Видеомагнитофон работает с сигналами PAL, SECAM и MESECAM с автоматическим переходом при подаче сигнала. Видеомагнитофон имеет встроенный тюнер на 69 ТВ каналов с автопоиском и автоподстройкой, кнопочным выбором каналов в метровом и дециметровом диапазонах. Программатор имеет встроенные часы и установку времени и даты текущего года. Он позволяет составлять программу записи и воспроизведения на месяц вперед Программатор осуществляет режим повторного воспроизведения заданных фрагментов программы; дистанционное управление ВМ с помощью карманного пульта в пределах 7 м с угловым диапазоном 15°. Связь пульта ДУ с ВМ осуществляется с помощью источника и приемника ИК лучей. Подача сигналов на телевизор от ВМ осуществляется с помощью либо встроенного модулятора на антенный вход по каналу 5, либо соединительного кабеля по низкой частоте.

Видеомагнитофон EV-A80 (фирма Sony, Япония) — формата HI V8 DAV, использует кассету с металлизированной лентой шириной 8 мм и толщиной 9 мкм, рабочим слоем 3 мкм и обратным слоем 1 мкм. Он не имеет стационарных зву-



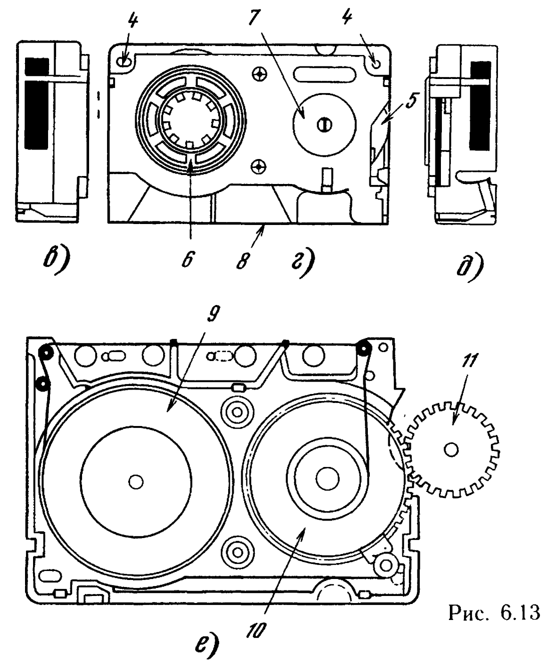


Рис. 6.13

ковых головок, что облегчает установку БВГ и заправку ленты в тракт ЛПМ.

Блок вращающихся головок охватывается лентой на угол 221°. На части магнитной строки, соответствующей углу поворота головки 180°, записывается изображение, а на остальной части — звук в цифровой форме.

Перед записью левый и правый стереозвуковые сигналы подаются в АЦП, преобразуются в цифровые потоки с частотой квантования 44,1 кГц при 16 уровнях. После суммирования цифровой поток поступает в промежуточную память объемом, соответствующим длительности полукадра, затем компенсируется и поступает в канальное кодирующее устройство. При записи головки поочередно коммутируются и записывают ЧМ сигнал с изображения и канальный код со стереозвуковым сопровождением. При воспроизведении те же головки воспроизводят ЧМ сигнал и канальный код, которые разделяются. Частотно-модулированный сигнал демодулируется, и ВС поступает на выход ВМ. Цифровой сигнал перекодируется и подается в промежуточную память. Затем цифровые потоки разделяются, расширяются во времени и в двух ЦАП преобразуются в аналоговые стереозвуковые сигналы. Видеомагнитофон имеет систему автотрекинга, для работы которой на каждой магнитной строчке поочередно записываются пилот-сигналы с частотой 101,0; 117,2; 162,8; 146,2 кГц. При воспроизведении сигналы этих частот выделяются и вычитаются один из другого. Их разность при сходе головки со строчки вправо составляет 16 кГц, влево — 45 кГц, что используется для выработки сигнала управления для головок автотрекинга. Формат V8 DAV бытовой видеозаписи рассчитан на работу при двух скоростях магнитной ленты. На скорости ленты 3 мм/с время непрерывной записи на одной кассете достигает 18 ч.

Несмотря на широкое распространение кассет формата VHS их габаритные размеры и масса не позволяют создать компактные бытовые видеокамеры. На базе формата VHS были предложены формат VHS-C и малогабаритная кассета (рис. 6.13), совместимая с обычным ВМ с помощью специального адаптера, точно соответствующего обычной кассете. В табл. 6.8 приведены размеры, масса и объем кассет различных форматов (в том числе обычной звуковой МК). Запись магнитных строчек в формате VHS-C производится последовательно четырьмя вращающимися головками. Рисунок 6.14 иллюстрирует обеспечение взаимозаменяемости форматов VHS и VHS-C.

На рис. 6.14, а, б показаны расположение головок и видеограмма формата VHS и VHS-C соответственно:

1 — строчки видеозаписи; 2 — азимуты головки A=6°, B=−6°; диаметр барабана 62 мм; угол охвата лентой барабана 180°+α; частота вращения барабана 25 Гц;

3 — азимуты головки: A=6°, A′=6°, B=−6°, B′=−6°; диаметр барабана 41 мм; угол охвата лентой барабана 270°+α; частота вращения

Таблица 6.8. **Габаритные размеры, относительный объем и относительная масса кассет различных форматов**

Формат	Ширина ленты	Габаритные размеры кассет	Относительный объем	Относительная масса
Video 8	8	95×62,5×15	1	1
Beta	12,65	156×96×25	4,2	4,3
VHS	12,65	188×104×25	5,5	6,0
VHS-C	12,65	92×59×22,5	1,4	1,3
МК	3,8	102×63×12	0,9	0,8

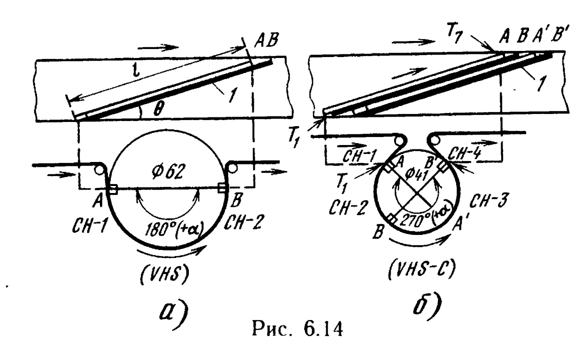


Рис. 6.14

барабана 37,5 Гц. Для обеспечения непрерывности записи в ВМ устанавливают БВГ диаметром D_c=41 мм (вместо D_v=62 мм), который охватывают лентой на угол 270+α°, а частоту вращения выбирают равной $F=3\times10^3/4\times20=$ $=37{,}5$ Гц, так как одно поле изображения в формате VHS-C записывается за 3/4 оборота БВГ. При этом синхронно с импульсами таходатчика БВГ формируются импульсы коммутации головок при записи и воспроизведении и в канал воспроизведения вводится специальное устройство подавления коммутационных помех с тангенциальной интерполяцией. Параметры ВМ форматов VHS и VHS-C аналогичны.

Видеомагнитофон HR-2200 EC (фирма JVC, Япония) — формата VHS-C переносного типа, имеет небольшие размеры и массу, но по своим функциональным возможностям не уступает профессиональной аппаратуре. При записи имеется режим «сборка», когда видеомагнитофон автоматически согласует начало новой программы с концом предыдущей.

Видеомагнитофон AG-7500 A (фирмы Matsushita, Denki, Япония) — формата S-VHS, позволяет записывать изображение до 400 Н (в формате VHS-240H) при отношении сигнал-шум —49 дБ. Это достигается за счет применения высокоэнергетических лент. На рис. 6.15 показаны спектры записываемых сигналов в форматах VHS и S-VHS: 1 — сигнал цветности; 2 — ЧМ сигнал яркости; 3 — девиация частоты; 4 — полоса ЧМ сигнала яркости; 5, 6 — уровни черного и белого; 7 — пик белого; 8 — амплитуда импульсов синхронизации. В формате S-VHS частота поднесущей ЧМ Y увеличена до 6,2 МГц при девиации 1,6 МГц (в формате VHS 4,3 МГц при девиации 1 МГц), увеличились отношение сигнал-шум и контраст изображения. Звуковое изображение записывается на двух продольных дорожках. Высококачественное звуковое сопровождение (HiFi) записывается в глубине рабочего слоя ленты методом ЧМ модуляции. Видеомагнитофон формата S-VHS работает как с номинальной скоростью 23,39 мм/с (SP), так и со сниженной в 3 раза скоростью ленты (EP). В формате S-VHS установлены уровни привязки для белого 210 %, для черного 70 % и кроме основной

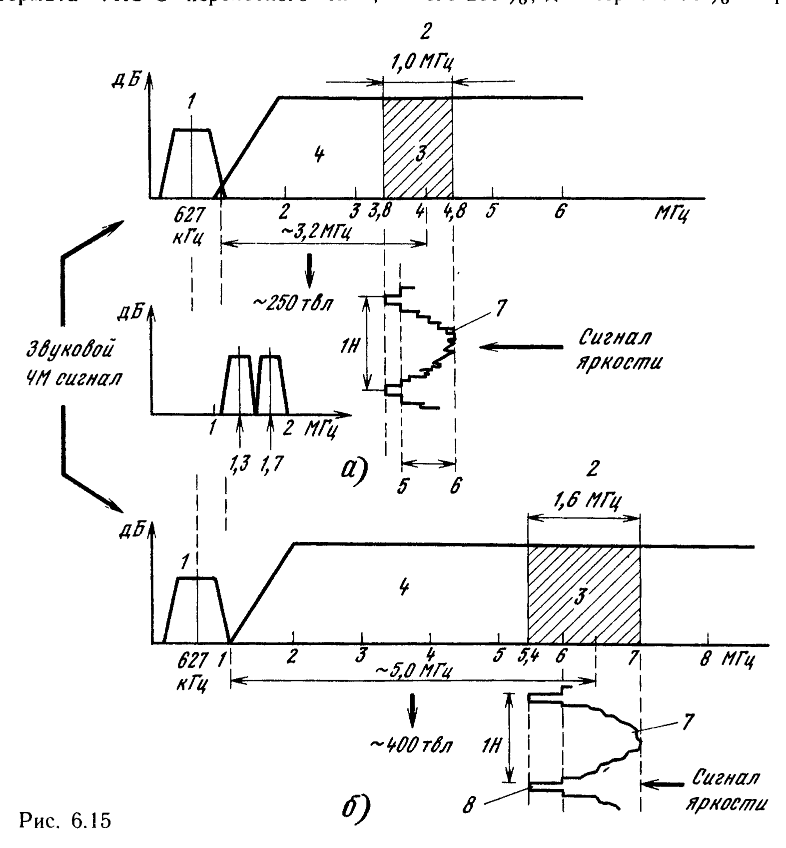


Рис. 6.15

стандартной для VHS предкоррекции вводится дополнительная нелинейная предкоррекция.

Так как размеры кассет форматов VHS и S-VHS отличаются только качеством магнитной ленты, то они легко устанавливаются в ВМ разных форматов. Электрические схемы только у ВМ формата S-VHS позволяют записывать видеофонограммы как S-VHS, так и VHS. Благодаря специальному отверстию для идентификации формата (ID) в кассетах S-VHS и S-VHS-C (см. рис. 6.13) обеспечивается автоматическое распознавание формата кассеты сразу после ее установки. Видеофонограммы формата S-VHS могут воспроизводиться только на ВМ формата S-VHS, а формата VHS — как формата S-VHS, так и VHS.

По функциональному назначению бытовые ВМ всех форматов можно разделить на воспроизводящие (плейеры) и универсальные (рекордеры), которые могут записывать и воспроизводить видеофонограммы. Обычно программа состоит из отдельных фрагментов (сюжетов), оригиналы которых записываются в различные моменты от телекамеры, телевизора, диска или видеомагнитофона. Если фрагменты записываются последовательно, то между ними возникают монтажные стыки, так как требуется время на заправку ленты и пуск на запись ВМ. Более короткие стыки получаются, если ВМ ждет нужного сюжета в режиме стоп-кадр, но и они заметны. Чтобы исключить их заметность, монтажный стык (в этом случае его называют «электронная монтажная склейка») производят во время кадрового гасящего импульса на ВМ, обладающих монтажными функциями, при этом различают режимы монтажа: «продолжение» (когда один фрагмент следует за другим) и «вставка» (когда один фрагмент вписывается между другим).

Для осуществления электронной склейки в точке $T_н$ необходимо, чтобы лента в монтажном ВМ была перемотана в точку $T_н - t_п$. В начале монтажа ВМ воспроизводит старую запись в течение времени $t_п$, затем в точке $T_н$ переключается на запись нового фрагмента до его конца в момент $T_к$. При этом старый фрагмент в течение времени $T_н - T_к$ должен быть стерт. Стирание неподвижными головками наклонных строчек приводит к тому, что часть строчек в зоне стыка остается нестертой. Для точного стирания на верхний барабан БВГ устанавливается вращающаяся стирающая головка с нулевым азимутом рабочего зазора, опережающая на 60° звуковые головки и на 120° видеоголовку. Стирание производится на частоте 8 МГц. В режиме записи с номинальной скоростью вращающаяся головка стирания стирает с точностью до одной строчки. Коммутация головок и управление электронными блоками при монтаже осуществляются специальными микропроцессорными блоками. В бытовом монтажном ВМ NV-D2000 (фирма Panasonic) режим предварительного отката на $t_п$ (Preroll) перед склейкой осуществляется автоматически. После отката при подаче команд «монтаж» или «репетиция» ВМ-источник и ВМ-мастер одновременно воспроизводят и входят в синхронизм, а при достижении точки $T_н$ (точки склейки $T_н$ и $T_к$ обычно определяются по временному коду) монтажный ВМ переходит в режим «запись». При достижении точки $T_к$ «запись» выключается и ВМ переходит в режим воспроизведения.

При монтаже ВМ обычно управляются от пульта дистанционно либо вручную, либо от ЭВМ, в которую введена соответствующая программа. Для плавного регулирования скорости ленты в режиме поиска фрагментов для монтажа на пульт устанавливают специальную ручку с индикацией режимов поворотом по часовой или против часовой стрелки (в зависимости от направления перемотки) и фиксацией в требуемом положении. Для повышения качества монтируемой программы сигнал от ВМ-источника обрабатывается с помощью ЦКВИ, а монтаж ведется по временному коду SMPTE (МЭК 461).

Некоторые бытовые ВМ оснащаются сервисным устройством, исключающим несанкционированное включение ВМ посторонними лицами. Для работы на ВМ необходимо набрать определенный код, в противном случае кассета блокируется и изъять ее можно только в мастерской.

Дальнейшее развитие бытовой видеозаписи связано с внедрением цифровых методов обработки сигналов перед записью и после воспроизведения при сохранении аналогового способа записи, который является более экономичным.

6.4. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ БЫТОВЫХ ВМ

Структурная схема первого отечественного кассетного ВМ формата VHS массового производства «Электроника ВМ-12» приведена на рис. 6.16. Конструкция ВМ — настольная с горизонтальной загрузкой кассеты 5 в ЛПМ (кассета вставляется сверху).

Записываемый видеосигнал может подаваться на вход канала изображения 2 от телевизора (вход «Видео») или тюнера 1, вход которого подключается к антенне (3 — модулятор ВЧ). Изображение записывается на ленту видеоголовками, расположенными в БВГ 9. Лента заправляется в тракт ЛПМ с помощью подвижных роликов 10 и 11 механизмом заправки 7, приводимым в движение электродвигателем 6.

По ходу движения ленты от подающего узла 20 к приемному 19 лента проходит стирающую головку МГ1, БВГ, универсальную головку канала управления МГ4, универсальные звуковые головки МГ2 и МГ3, ведущий узел 21 и натяжной ролик 22 системы натяжения 8. Стабильность фазы и частоты вращения электродвигателя БВГ 13, частоты вращения ведущего электродвигателя 12 поддерживается системами автоматического регулирования СА-СД 14 и САР-СЛ 15. Звуковые сигналы подаются в канал звукового сопровождения 4 и записываются неподвижными головками МГ2 и МГ3 с высокочастотным подмагничиванием. Управление всеми режимами ВМ осуществляется натяжением клавиш по командам, которые формируются в блоке управления 17 (16 — программатор, 18 — таймер).

Канал изображения ВМ «Электроника ВМ-12» (рис. 6.17) имеет на входе систему АРУ 1, стабилизирующую размах ВС, поступающего от телекамеры или тюнера. Далее через ФНЧ 2 с полосой

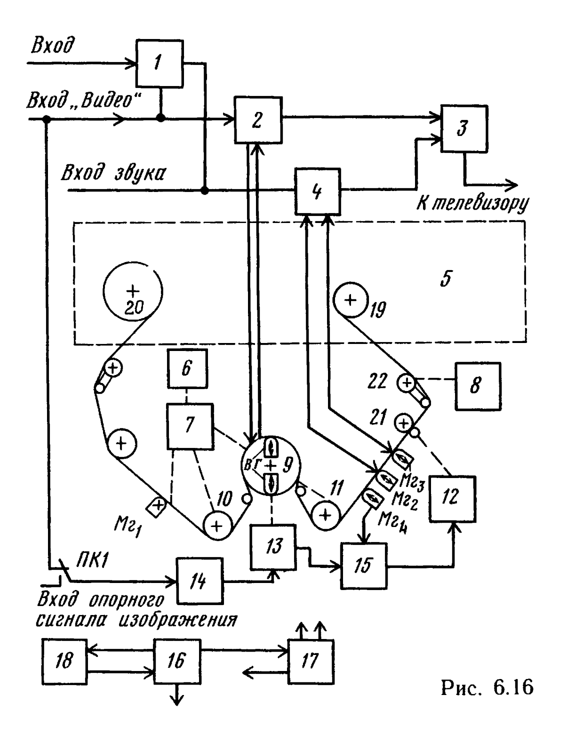


Рис. 6.16

пропускания 3 МГц и ограничитель 3, срезающий пики белого, сигнал подается на модулятор 4, где модулирует несущую. При записи принята следующая расстановка частот для сигнала яркости: уровень белого — 4,8 МГц, уровень синхроимпульсов — 3,8 МГц. Верхняя боковая полоса ЧМ сигнала вследствие спада АЧХ почти полностью подавляется, а нижняя записывается в диапазоне частот 1,2...4,3 МГц. Так как запись сигналов цветности прямым путем невозможна, то их полоса сужается до 0,8 МГц (при этом изображение теряет цветовую четкость и насыщенность), затем переносится в диапазон частот 0,36...1,1 МГц и суммируется с ЧМ сигналом яркости. С этой целью ЧМ сигнал пропускается

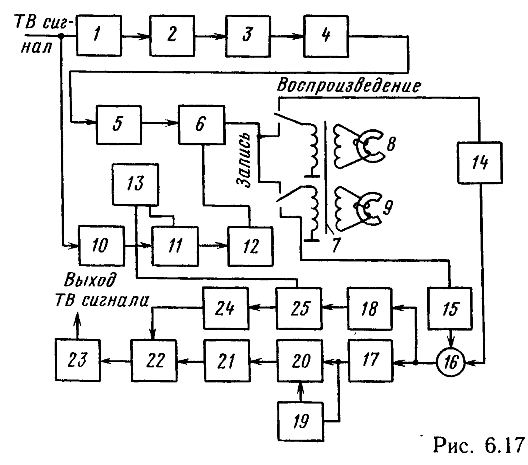


Рис. 6.17

через ФНЧ 5, подавляющий частоты ниже 1,2 МГц и через цепь предкоррекции 6, поднимающую высокие частоты, и подается в сумматор.

Сигнал цветности ограничивается по полосе частот фильтром 10 и модулирует несущую гетеродина 13 в балансном модуляторе 11. На выходе модулятора присутствуют ВЧ составляющие, которые задерживаются фильтром ФНЧ 12, а полезные НЧ составляющие проходят через фильтр и поступают на суммирование в блок 6. Суммарный сигнал через токосъемник 7 подается на головки 8, 9 и записывается на ленту. Частотно-модулированный сигнал яркости записывается с оптимальным током записи, а сигнал цветности — с уменьшением на 20...22 дБ, чтобы не возникли перекрестные искажения.

Системы АРУ канала записи поддерживают постоянными уровни сигналов при их входе в ВМ. При воспроизведении ЧМ сигналы, воспроизводимые головками, усиливаются в усилителях 14 и 15, после чего поочередно суммируются в сумматоре 16 в соответствии с сигналом тахо-датчика БВГ. В усилителях производится частотная коррекция ЭДС головок, а в сумматоре 16 — замещение канала, головки которого не воспроизводят. На выходе сумматора 16 ЧМ сигнал яркости отфильтровывается фильтром ФВЧ 17, а сигнал цветности — фильтром ФНЧ 18. В канал ЧМ сигнала яркости включен сумматор 2, на вход которого поступает либо прямой сигнал, либо задержанный на одну ТВ строчку от компенсатора выпадений 19. Компенсатор выпадений состоит из детектора выпадения, анализирующего размах ЧМ сигнала, и линии задержки. При уменьшении размаха ниже заданного порога (—16 дБ) детектор подключает к сумматору сигнал с выхода линии задержки. Если длительность выпадения больше одной ТВ строки, то в компенсаторе сигнал циркулирует по нескольку раз, причем канал цветности блокируется.

Далее сигнал яркости ограничивается и демодулируется в блоке 21. Затем он проходит фильтр ФНЧ 22 с полосой 3 МГц и суммируется с сигналом цветности. Обратный перенос сигнала цветности в диапазон частот 3,6...4,9 МГц, отфильтрованного фильтром ФНЧ 18, производится с помощью балансового модулятора 25, на который поступает сигнал с гетеродина 13. В выходном сигнале модулятора составляющие, соответствующие сигналу цветности, отфильтровываются фильтром ФНЧ 24, после чего поступают в сумматор 22. Затем сигнал воспроизведения проходит устройство шумопонижения 23 и подается на выход канала изображения.

Видеомагнитофон «Электроника ВМ-12» имеет две замкнутые системы автоматического регулирования: САР-СД стабилизирует частоту и фазу вращения БВГ; САР-СЛ — скорость движения ленты. Принцип их построения одинаков. Исполнительным элементом САР-СД (рис. 6.18) служит бесконтактный электродвигатель постоянного тока 3. Индуктивный датчик 4 положения ротора задает частоту переключения коммутатора, подключающего обмотки статора к источнику управляющего напряжения 1. В коммутаторе 2 формируются такие импульсы датчика, которые сравниваются с опорными импульсами по частоте и фазе в частотном 5 и фазовом 6

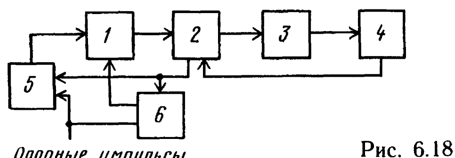


Рис. 6.18

детекторах. Использование в БВГ бесколлекторного электродвигателя вызвано тем, что в нем отсутствуют помехи от щеток на близкорасположенные головки, хотя такие электродвигатели имеют более высокую стоимость и более сложную конструкцию. Исполнительным элементом САР-СЛ служит коллекторный электродвигатель постоянного тока, а его частота и фаза вращения определяются по фазе импульсов таходатчика, закрепленного на оси ротора. Напряжение питания поступает на электродвигатель через блок управления, изменяя частоту вращения ротора. В режиме записи импульсы таходатчика сравниваются в частотном и фазовом детекторах с кадровыми импульсами входного сигнала, записываемыми на ленту по каналу управления. При воспроизведении они считываются с ленты и поступают в САР-СЛ вместо опорных. В ВМ предусмотрена ручная установка фазы при воспроизведении с целью лучшего совмещения сердечника воспроизводящей головки с магнитной строчкой.

В бытовых ВМ обычно имеется ряд устройств, обеспечивающих удобства при эксплуатации. Кассета устанавливается в ВМ с помощью контейнера (в «Электронике ВМ-12» он горизонтальной конструкции), который автоматически выбрасывает кассету после нажатия клавиши «Подъем кассеты». Влажный воздух повышает трение ленты о поверхность БВГ, поэтому избыток влажности может привести к повреждению ВМ. Индикатор влажности автоматически отключает все системы ВМ при повышении допустимой нормы. Счетчик расхода ленты служит для поиска требуемого фрагмента программы. В состав ВМ (см. рис. 6.16) включены тюнер и таймер с программатором. *Тюнер* представляет собой приемную часть бытового телевизора, рассчитанную на прием передач по шести каналам. *Таймер* — это электронные цифровые часы с установкой времени. Программатор позволяет нажатием кнопок «День», «Час», «Минута» заранее установить время начала и конца записи ТВ передачи. Устройство, запускаемое таймером, автоматически включает ВМ в режим записи на время, установленное в программаторе.

Видеомагнитофон можно подключить к бытовому телевизору двумя способами. Если телевизор имеет только антенный вход, то на него подается сигнал от ВМ через ВЧ модулятор 3 (см. рис. 6.16). При этом используется канал, не занятый эфирными ТВ программами. Подобный способ прост и удобен для потребителя, но приводит к дополнительным искажениям из-за процессов модуляции и демодуляции сигналов изображения и звука. Второй способ сопряжения ВМ с телевизором возможен непосредственно по ВС и звуковому сигналу. Для этого в телевизор устанавливается сопрягающее устройство (например, УС ЦТ2), которое обеспечивает передачу и коммутацию сигналов в режимах записи и воспроизведения.

Современные бытовые ВМ выполняются многосистемными (myltisystem), т. е. способными записывать и воспроизводить сигналы ТВ систем SECAM, MESECAM, PAL и NTSC. Отечественные ВМ «Электроника-18», ВМЦ 8220 и другие работают с сигналами SECAM и PAL. Так как сигнал цветности в SECAM передается с ЧМ модуляцией, то временные искажения ВМ мало сказываются на цветопередаче изображений. Вместе с тем при записи на бытовых ВМ с высокоплотной записью без промежутков возникают неустранимые перекрестные искажения от соседних магнитных строчек.

В SECAM сигналы яркости Y и цветности C невозможно разделить без потери четкости изображения. Более высокое качество цветных программ удается получить при записи сигналов системы PAL, в которой сигналы C передаются с помощью квадратурной модуляции поднесущей цветности $F_{цв}$=4,433619 МГц. Сигналы Y и C в PAL разделяются гребенчатым фильтром, выполняемым с помощью линии задержки на одну ТВ строку. Энергия спектра сигнала цветности сосредоточена в основном на частотах, кратных $F_{стр}$, поэтому при разделении четкость изображения не ухудшается. Для увеличения отношения сигнал-шум по сигналу цветности C его размах перед записью повышают на 6 дБ, а при воспроизведении производят компрессию, что приводит к снижению шумов.

Уменьшение перекрестных искажений от соседних магнитных строк осуществляют следующим образом. При записи каждый период строчной развертки фаза сигнала цветности, перенесенная в область НЧ (поднесущая $F_{цв}$= =626 592 Гц), коммутируется скачкообразно в начале периода на 90°. При этом в магнитных строчках, соответствующих каналам 1 и 2, направления изменения фаз взаимно противоположны. Принцип устранения помех иллюстрируется табл. 6.9. При записи в канале 1 пишутся сигналы, у которых фаза $F_{цв}$ сдвинута на +90°, а в канале 2 на —90°. При воспроизведении устройство фазовой коррекции в канале 1 в каждой строчке сдвигает фазу на —90°, а в канале 2 на +90°. В результате восстанавливается фаза исходного сигнала цветности. Если головка канала 1 частично считает строчку канала 2 (или наоборот), то возникнут перекрестные помехи. Для их подавления достаточно каждый из воспроизведенных сигналов сложить с самим собой, предварительно сдвинутым на ТВ строку. В результате помеха оказывается в противофазе и компенсируется. В видеомагнитофоне PAL/SECAM описанный принцип подавления помех используется только с сигналами PAL, а при подаче сигналов SECAM коммутатор фазы автоматически блокируется и канал задержанного сигнала отключается.

На рис. 6.19 приведена структурная схема канала записи сигналов PAL бытового ВМ. Элементы 1—7 составляют цепь обработки сигнала яркости Y, преобразующую сигнал Y в ЧМ сигнал с низкочастотной поднесущей.

Таблица 6.9. **Принципы устранения перекрестных помех сигналов цветности**

Параметр	Номер строки				
	Н1	Н2	Н3	Н4	Н5
Исходный сигнал	→	→	→	→	→
Запись на строчке канала 1	→	↑	←	↓	→
Запись на строчке канала 2	→	↓	←	↑	→
Воспроизведенный сигнал со строчки канала 1: основной сигнал	→	↑	←	↓	→
перекрестные помехи	→	↓	←	↑	→
	Смещение назад на 90°				
Восстановленный сигнал со строчки канала 1: основной сигнал	→	→	→	→	→
перекрестные помехи	→	←	→	←	→
	Смещение назад на одну строчку				
Сигнал, сдвинутый на одну строку назад: основной сигнал		→	→	→	→
перекрестные помехи		→	→	→	→
	Суммирование восстановленного и сдвинутого сигналов				
Сумма этих сигналов: основной сигнал	→	→	→	→	→
перекрестные помехи					
	Перекрестные помехи взаимно компенсируются и исчезают				

Входной ВС усиливается усилителем 1 с АРУ, с помощью ФНЧ выделяется сигнал Y, который через устройство привязки 2 подается в модулятор 5 и через устройство предкоррекции 3 в устройство ограничения выбросов 4. Сигнал ЧМ Y через фильтр ФВЧ поступает в сумматор Y/C6, а затем усиливается усилителем записи 7 и через токосъемники 8 подается в видеоголовки 9, 10 каналов 1 и 2. Сигнал цветности C выделяется полосовым фильтром 11 и поступает в автоматический регулятор цветности 12, который работает по вспышкам строчной цветовой синхронизации. Для их выделения с помощью селектора сигналов цветовой синхронизации 25 формируются ключевые импульсы вспышек. Выделяемые пакеты немодулированной цветовой поднесущей детектируются по амплитуде и используются для управления усилителем 12. Размах выделенных сигналов вспышки увеличивается на 6 дБ в усилителе 13. Затем сигнал цветовой синхронизации поступает в основной преобразователь частоты 14, в котором сигнал цветности переносится в область низких частот. На второй вход преобразователя через полосовой фильтр поступает сигнал, формируемый во вспомогательном преобразователе частоты поднесущей 18, где складываются сигналы кварцевого генератора 17 частоты и умножителя частоты строк, выделяемых из записываемого ВС:

$F_{кв}=F_{цв}+1/8F_{стр}=4{,}433619+0{,}015625/8 = =4{,}435572$ МГц.

В умножителе частота синхроимпульсов умножается на 40. Сигнал 40 $F_{стр}=0{,}625$ МГц поступает на преобразователь 18 через фазовращатель 19 на 90°, где его фаза коммутируется в каждой строке на 90°. Сигнал, поступающий на преобразователь 14, имеет частоту 5,060572 МГц, а его фаза меняется в каждой строке на 90°.

На выходе преобразователя 14 выделяется сигнал разностной частоты $F_{цв}=F_{кв}+40F_{стр}-F_{цв}= =626953$ Гц, который пишется на ленту. Сигнал кварцевого генератора $F_{кв}=F_{цв}+1/8F_{н}$ синхронизируется сигналом $F_{цв}$ по фазе, для чего он охвачен цепью автоматической регулировки фазы (АРФ). Умножитель частоты строчных синхроимпульсов содержит генератор 20 частоты $160F_{стр}$ (2,5 МГц), охваченный цепью автоматического регулирования частоты (АРЧ). Опорная частота АРЧ$=F_{стр}$ выделяется из ВС. В формирователе на 90° частота сигнала 160 делится на четыре, а его фаза коммутируется в каждой строке на 90°. Полученный в преобразователе 14 сигнал проходит ФНЧ, поступает в сумматор 6, где суммируется с ЧМY и подается на запись.

На рис. 6.20 изображена структурная схема канала воспроизведения сигналов PAL бытового ВМ. Видеоголовки 1 и 2 воспроизводят магнитные строчки, сигналы проходят через вращающиеся трансформаторы 3, усиливаются предварительными усилителями 4 и коммутируются коммутатором 5 при поступлении коммутирующих импульсов 6. Затем сигналы разделяются фильтрами на ЧМ сигнал яркости ЧМY и ЧМ сигнал цветности ЧМС. Отфильтрованный ФВЧ сигнал ЧМY проходит усилитель с АРУ и компенсатор выпадений 7, ограничивается двойным ограничителем 8, демодулируется демодулятором 9. Демодулированный сигнал поступает на устройство коррекции предыскажений 10. Такая коррекция осуществляется благодаря спаду АЧХ на частотах 1....3 МГц. Это позволяет восстановить исходный уровень ВЧ составляющих Y. Сигнал Y поступает в шумоподавитель 11 и далее в сумматор 12.

Устройство, применяемое для переноса сигнала C системы PAL в область высоких частот, используется для стабилизации частоты и фазы воспроизводимого сигнала, устранения искажений цветового тона и насыщенности, возникающих из-за неравномерности скорости головка — лента. Частота перенесенной поднесущей

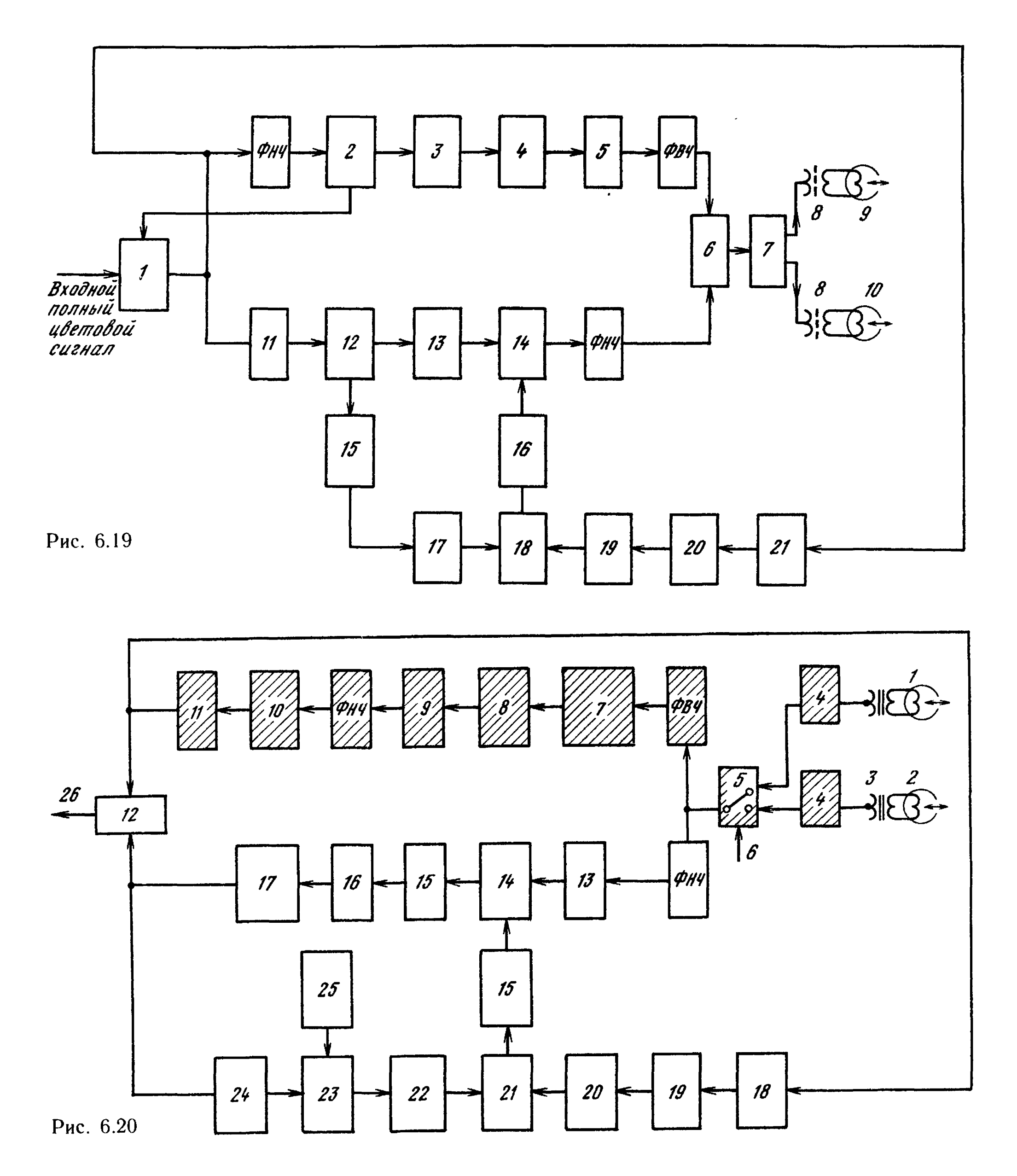


Рис. 6.19

Рис. 6.20

сигнала цветности при воспроизведении становится равной

$$F_{цв\ восп}=40F_н+1/8(F_н+\Delta F_н)\pm\Delta_f,$$

где $\Delta F_н$ — отклонение частоты строк при воспроизведении; Δ_f — отклонение частоты и фазы поднесущей цветности.

Сигнал вспомогательного преобразователя 21 формируется с помощью двух управляемых генераторов. Генератор 19 работает на частоте $4\times40F_{стр}=2{,}5$ МГц и управляется сигналом, полученным в результате сравнения фазы воспроизводимых синхроимпульсов строк с фазой его выходного сигнала. Строчные синхроимпульсы выделяются селектором 18 из воспроизводимого сигнала. Частота генератора, охваченного петлей АПЧФ, равна 2,5 МГц. Выходной сигнал генератора сдвигается на 90° в фазовращателе 20 и подается в преобразователь 21. Второй управляемый генератор 22, генерирующий в состоянии покоя частоту $F_{кв}=F_{цв}+1/8F_{стр}=4{,}35572$ МГц, управляется сигналом, получаемым в результате сравнения фазы сигнала цветовой синхронизации PAL, выделяемой выделителем вспышки 24 из воспроизводимого сигнала. Сигнал кварцевого генератора 25 подается на компаратор 23 (петля АПЧФ

настроена на частоту 4,435572 МГц). В результате воспроизводимый сигнал цветности привязывается по фазе к сигналу опорного генератора. Таким образом, на оба входа вспомогательного преобразователя 21 поступают два сигнала, модулированные по частоте и фазе в соответствии с внесенными в воспроизводимый сигнал временными искажениями. Полосовым фильтром 15 выделяется сигнал суммарной частоты, который подается на вход главного преобразователя 14, а на другой вход поступает воспроизводимый сигнал цветности с частотой 626 953 кГц практически с теми же временными искажениями. На выходе преобразователя 14 полосовым фильтром 15 выделяется сигнал разностной частоты. Он представляет собой сигнал цветности на поднесущей 4,433619 МГц, стабилизированный по частоте и фазе. Сигнал цветности проходит ослабитель 16 и подается в подавитель перекрестных помех 17. Подавитель состоит из гребенчатого фильтра, выполненного на линии задержки на одну ТВ строку, и сумматора прямого и задержанного сигналов. Как указывалось выше, на выходе подавителя 17 перекрестные помехи взаимно компенсируются, полезный сигнал подается в сумматор 12, а сигнал с его выхода подается на выход видеомагнитофона.

Для компенсации искажений сигнала цветности обратное преобразование осуществляется с помощью частоты, которая сформирована таким образом, что в нее в противофазе вносятся такие же искажения, как в основной сигнал. Подобный сигнал формируется во вспомогательном преобразователе частоты.

6.5. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ И БЛОКИ ВРАЩАЮЩИХСЯ ГОЛОВОК

Лентопротяжные механизмы ВМ выполняют те же функции, что и в магнитофонах. Поэтому конструкции их приемного, подающего и других узлов аналогичны соответствующим узлам магнитофонов. Основное отличие ЛПМ ВМ состоит в наличии БВГ.

В одноголовочных несегментных ВМ за один оборот магнитного диска на одной строчке записывается один полукадр телевизионного изображения, а в двухголовочном — два. Поэтому в одноголовочном ВМ частота вращения диска N=3000 об/мин, а в двухголовочном 1500 об/мин при частоте смены кадров 25 Гц.

Скорость записи $v_з$ связана с диаметром диска D соотношением

$$v_з=\pi DN.$$

Верхняя частота $f_в$, записываемая на ленту,

$$f_в=v_з/\lambda_{min},$$

где $\lambda_{min}=0,4...2,5$ мкм — минимальная длина волны, которую можно записать на ленту, определяемая длиной рабочего зазора и качеством ленты. При равных диаметрах диска в одноголовочном ВМ скорость записи вдвое выше, чем в двухголовочном, и, следовательно, записываемая частота выше.

При сегментной записи D обратно пропорционален числу сегментов изображения. Многострочная запись (запись на нескольких строчках одновременно) позволяет либо разделять сигналы (яркость, цветность), либо уменьшать f_{max} пропорционально числу одновременно записываемых сигналов.

На рис. 6.21 приведена кинематическая схема ЛПМ профессионального одноголовочного видеомагнитофона Кадр-103СЦ. Для обеспечения стабильности тракта плата ЛПМ выполнена литой в виде ячеек с ребрами и посадочными точками для устанавливаемых сверху узлов и направляющей 12. Привод БВГ 7 подающего 1 и приемного 2 узлов осуществляется непосредственно от прецизионных электродвигателей постоянного тока ДПУ с облегченным ротором и большим числом коллекторных пластин, что обусловливает высокую точность систем авторегулирования и натяжения. На боковых узлах размещены оптические таходатчики и механические тормоза, служащие для арретирования катушек при выключении сети. На валу 9 ведущего электродвигателя закреплен маховик и ротор магнитного таходатчика, вырабатывающего частоту 1000 Гц. С помощью электромагнита лента подводится к ведущему валу прижимным роликом 10. На плате ведущего узла установлены: оптический датчик скорости ленты и обрыва 3; стирающие головки 6 и 8, имеющие керамические направляющие, стабилизирующие ход ленты; блоки универсальных звуковых головок 11; эластичные развязки, состоящие из подпружиненных рычагов 4, закрепленных на оси синусно-косинусных трансформаторов, и служащие одновременно датчиками натяжения ленты. Они защищают ленту от растяжения в стартстопных режимах и обеспечивают быстрый вход в синхронизм (1...1,5 с).

Лентопротяжный механизм установлен в каркасе горизонтально, но для ремонта может откидываться вперед на 110°, сохраняя работоспособность.

Так как угол наклона магнитной строчки у несегментных ВМ обычно равен 3...5°, неравномерность скорости движения ленты непосредственно влияет на временные искажения воспро-

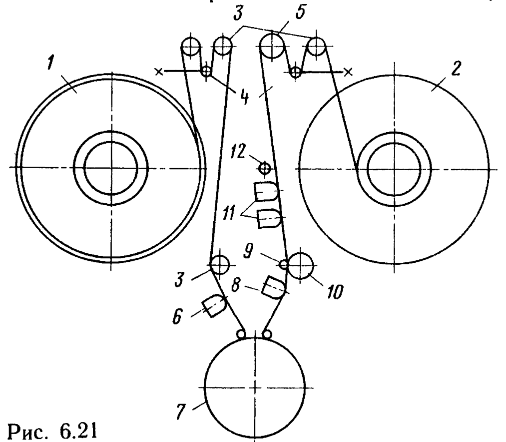


Рис. 6.21

изводимого изображения. Стабильное изображение легче получить при короткой магнитной строчке и небольших размерах диска БВГ, т. е. в сегментных ЛПМ.

Наилучшим образом лента сохраняется в кассете, которую обычно заряжают в ВМ с помощью специального устройства, конструкция которого зависит от размера и конструкции кассеты.

Для профессиональной записи применяют кассеты форматов Betacam, Betacam SP, VHS, S-VHS, HiV8. Для бытовой записи используются форматы VHS, C-VHS, S-VHS, HQ-VHS, Beta, VCR, V-8, HiH:V8 и др. Их характеристики приведены в табл. 6. Все кассеты компланарного типа (т. е. подающая и приемная катушки находятся в одной плоскости), только VCR имеет расположение катушек одна над другой. В 70-х гг. для отечественных ВМ применялась кассета VCR.

На рис. 6.22 изображена упрощенная кинематическая схема ЛПМ кассетного ВМ «Сатурн-501» с кассетой VCR. В центре ЛПМ расположен БВГ 1, охваченный поворотной платформой 15 зарядного устройства с направляющими роликами 16 и 17. В нижней части ЛПМ находятся гнездо и лифт для перемещения съемной кассеты 2. В корпусе кассеты размером 145×127×41 мм расположены одна над другой две катушки, образующие приемно-подающий узел 9. Лента 11 сматывается с нижней катушки, проходит вокруг обводных роликов 18 и 19 и наматывается на верхнюю катушку. При опускании кассеты лифтом ролик 16 зарядной платформы 15 входит в окно кассеты и захватывает свободный конец ленты (положение ленты перед заправкой показано штриховой линией). Привод механизмов зарядки 3 начинает вращать платформу 15, извлекая ленту из кассеты и укладывая ее вокруг БВГ и вала 6. Внешняя обратная петля ленты проходит по роликам 17 и 18 и поступает в приемную катушку. Подмотка катушки производится вращением ролика 7, который входит в зацепление со щекой катушки. Кассета снабжена встроенными тормозами 13, которые препятствуют спаданию ленты с ролика при съеме кассеты. Окно для ролика зарядного устройства в разряженной кассете закрыто крышкой, защищающей внутренность кассеты от пыли. Остальные элементы ЛПМ мало отличаются от рассмотренных.

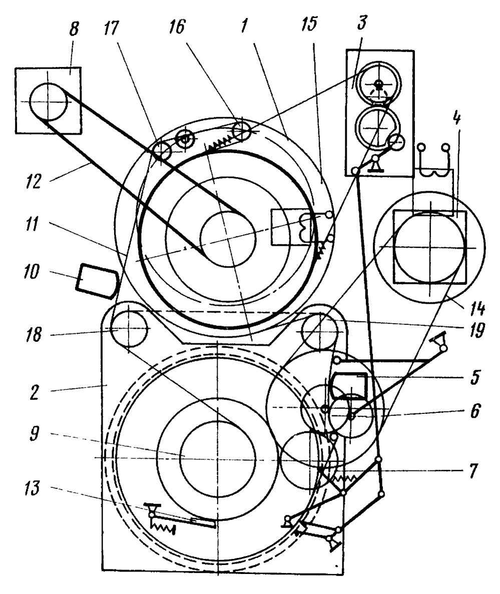


Рис. 6.22

Стирающая головка 10 установлена со стороны основы ленты. Вращение диска с головками осуществляется от электродвигателя 8 через ременную передачу 12. Для уменьшения трения ленты о барабан блока головок его верхнюю часть делают вращающейся. Частота вращения барабана 1500 об/мин. При вращении барабана между его поверхностью и лентой образуется воздушная подушка с зазором 20...40 мкм. Ведущий узел приводится во вращение электродвигателем 4 через ременную передачу 14. В непосредственной близости от него расположен блок 5 с головкой записи-воспроизведения звукового сопровождения и управляющей головкой. Ленту можно перематывать в кассете, не снимая ее с направляющего барабана БВГ.

Кассеты с компланарным расположением катушек размером 156×96×25 мм работают до 6 ч. В них магнитные строчки записываются без промежутков. На рис. 6.23 представлена упрощенная схема заправки кассеты типа L. Большая часть узлов, связанных с зарядкой ленты и регулированием ее натяжения, установлена на заряжающем диске 4. Он расположен эксцентрично относительно барабана БВГ 10. Благодаря этому освобождается место для головок стирания, управления и звука 3 и для ведущего вала 7. При установке кассеты 11 в ЛПМ в нее вводятся направляющие 5, 8 и прижимной ролик 6. Диск 4 при зарядке делает поворот на угол 270°, и направляющий ролик 8 входит в запорный рычаг 9. При этом лента вытягивается из кассеты, обводится вокруг барабана и подходит к головкам звука и управления. Рычаг 2 ре-

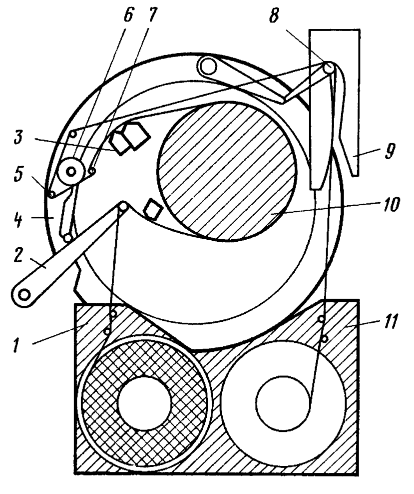


Рис. 6.23

гулировки натяжения, который расположен вне заряжающего диска, вытягивает ленту из кассеты 11, в результате чего она охватывает барабан БВГ на угол 180° и входит в соприкосновение со стирающей головкой 1.

Блок вращающихся головок представляет собой трехслойную конструкцию: между двумя неподвижными направляющими барабанами вращается третий — с двумя видеоголовками. Воздушная подушка, которая образуется между вращающимися барабанами и лентой, способствует снижению потерь на трение в ЛПМ. На нижней части барабана сделан с прецизионной точностью выступ, обеспечивающий спиральное направление ленты по поверхности БВГ. К верхней половине барабана прикреплена направляющая пластина, которая с усилием 0,01...0,02 Н давит на верхний край ленты и прижимает ее к нижнему выступу. Широкие направляющие пластины фиксируют положение ленты в зоне неподвижных головок и обеспечивают взаимозаменяемость кассет.

С начала 80-х гг. отечественная промышленность выпускает бытовые ВМ с кассетами формата VHS. На рис. 6.24 изображена упрощенная кинематическая схема горизонтальной заправки кассеты типа М видеомагнитофона «Электроника ВМ-12». Лента заправляется с помощью направляющих роликов 2 и 4, установленных на рычагах, перемещаемых зубчатыми колесами. Привод колес выполнен через пассик от специального электродвигателя 9. Перемотка и подмотка ленты производятся с помощью электродвигателя 10 также через пассик. При вставлении кассеты в ЛПМ свободный конец ленты захватывается роликами 2 и 4 и попадает между валом ведущего электродвигателя 7 и прижимным роликом 6. В результате катушки садятся на подкатушечники 8 и 11. Затем два заряженных ролика 2 и 4 вытягивают ленту из окна кассеты и охватывают ею барабан БВГ 3. Поскольку ход роликов всего 80 мм, из кассеты вытягивается небольшая петля ленты, что способствует стабильности заправки. По ходу движения ленты расположена стирающая 1, управляющая и звуковая 5 головки, установленные по обе стороны БВГ. Направляющий барабан БВГ имеет прецизионный выступ для фиксации хода ленты по спирали.

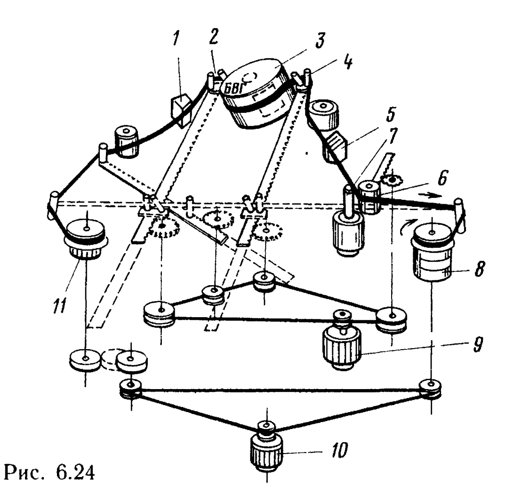


Рис. 6.24

Съемный блок головок является основным и наиболее точным устройством ВМ. Его конструкция, размеры и форма зависят от формата записи, применяемого в ВМ.

В БВГ профессионального одноголовочного ВМ Кадр-103СЦ предварительные усилители универсальной и воспроизводящей головок находятся в верхнем барабане. В нижнем неподвижном барабане помещены таходатчики, токосъемники и электродвигатель таким образом, чтобы снизу был доступ к щеточному узлу. Видеоголовки (универсальная, автотрекинга и стирающая) установлены на верхнем барабане под углом 120° в легкосъемных обоймах. Обоймы имеют регулировочные винты для установки, высоты и угла перекоса. Нижний ряд головок (имитаторов) служит для обеспечения воздушной подушки между вращающимся барабаном и лентой. Сердечник воспроизводящей головки, являющейся исполнительным элементом системы автотрекинга, закреплен на биморфной пьезокерамической пластине, имеющей датчик углового перемещения, усиленный сигнал которого используется для подавления собственных колебаний головки. На пьезокерамические пластины через контактные токосъемники подается управляющее напряжение. Записываемый и воспроизводимый сигналы поступают в электронные блоки ЧМ канала через полный вал электродвигателя и бесконтактные ферритовые токосъемники. Токосъемники тщательно экранированы и разнесены на максимальное расстояние, что обеспечило большое переходное затухание и дало возможность организовать сквозной канал по сигналу изображения. Сквозной контроль сигналов изображения и звука при записи — важное преимущество видеомагнитофонов формата С. Для получения взаимозаменяемости видеофонограмм БВГ имеет регулируемые микрометрическими винтами входную и выходную направляющие, устанавливаемые по измерительной ленте. Неподвижный барабан имеет опорную ленту, устанавливаемую под микроскопом с точностью до 2 мкм, по которой движется опорный край видеоленты.

Блок головок репортажного ВМ формата Betacam отличается от двухголовочного тем, что на барабане БВГ размещается шесть видеоголовок. Две головки, наклоненные под углом —15°, используются для записи и воспроизведения ЧМ сигнала яркости, две другие, наклоненные под углом +15°,— для записи и воспроизведения ЧМ сигнала уплотненных по времени цветоразностных сигналов R — Y и B — Y. Полюсные наконечники головок одного канала расположены под углом 130±0,0004°, а головки канала цветности опережают головки канала яркости на 6,676°. Одному обороту пары головок записи сигнала яркости соответствует один телевизионный полукадр. Оставшиеся две головки используются для стирания магнитных строчек каналов яркости и цветности в режиме монтажа.

На рис. 6.25 приведена конструкция со встроенным в БВГ электродвигателем. Корпус электродвигателя 1 расположен внутри нижней

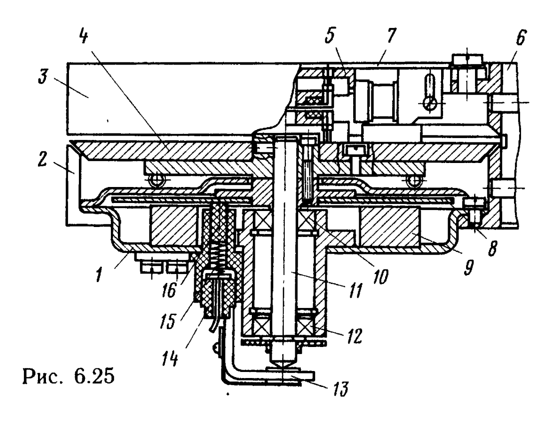


Рис. 6.25

неподвижной направляющей барабана 2. На вал 11, снизу упирающийся в подпятник 13, жестко посажен диск 4 с головками, ротором токосъемника 5 и датчик тахогенератора. Электродвигатель имеет разнесенные радиально-упорные подшипники 10 и 12. Отсутствие ременной передачи и непосредственное управление частотой вращения вала электродвигателя с помощью САР-СД позволяют получать меньшие временные искажения воспроизводимого сигнала. Верхняя направляющая барабана 3 скрепляется с диском и делается подвижной (при этом вал электродвигателя должен иметь паз для пропуска проводов от токосъемника) либо скрепляется с нижней направляющей 2 с помощью стойки 6. Осевое биение внешнего цилиндра относительно оси диска должно быть не более 2 мкм. Между диском и верхней крышкой 6 размещен предварительный усилитель воспроизведения. Для уменьшения длины проводов, идущих к головкам от усилителя записи, можно расположить на диске оконечный каскад усилителя записи.

Хорошие результаты получаются при использовании специального электродвигателя постоянного тока с печатным ротором 8, имеющим большое число коллекторных пластин, к которым подводится ток щетками 16. Статор 9 электродвигателя выполнен в виде кольцевого постоянного магнита с несколькими полюсами. Щетки прижимает пружина 15, силу прижима можно регулировать держателем 14.

Применяются также бесколлекторные электродвигатели постоянного тока с коммутаторами, питаемые от усилителей. Сигналы к головкам БВГ подают через токосъемники с числом секций, равным числу головок.

Контактный токосъемник представляет собой кольца, поверхность которых покрыта серебром или специальным малоокисляющимся сплавом. Щетки применяют из мягкого графита или из мягких пружинящих тонких проволочек. *Бесколлекторные* токосъемники изготавливают из двух ферритовых колец с пазами, в которые помещают обмотки. Со стороны пазов, по торцу, кольца закрепляют на валу и на неподвижной верхней направляющей так, чтобы магнитный поток от статора к ротору замыкался через воздушные зазоры, размер которых не должен превышать 50 мкм. При использовании бесконтактных токосъемников с целью уменьшения помех диск с головками следует заземлять через специальную щетку.

Простейший тахогенератор можно изготовить из обычной магнитной головки с широким рабочим зазором и небольшого постоянного магнита, которые укрепляют на диске БВГ. Во время вращения диска перед зазором магнитной головки периодически появляется магнит и индуцирует импульсы, поступающие в САР-СД. В качестве тахогенератора можно также использовать малогабаритный дроссель, один из сердечников которого обрезают и закрепляют на диске. При вращении диска индуктивность дросселя меняется из-за периодического разрыва его сердечника.

В качестве датчика тахогенератора может служить фотодиод или фоторезистор. Его освещают миниатюрной лампочкой или светодиодом через прорезь в диске либо отраженным светом от черных и белых секторов, наносимых на диск.

6.6. МАГНИТНЫЕ ЛЕНТЫ И ГОЛОВКИ

Для профессиональных ВМ форматов С и В выпускают магнитные видеоленты с рабочим слоем из модифицированной двуокиси хрома CrO_2 (например, отечественная лента Т43-14-25) или из кобальтированных ферроокислов железа $\gamma CoFe_2O_3$. Основные характеристики видеолент, выпускаемых ведущими фирмами разных стран, приведены в табл. 6.10.

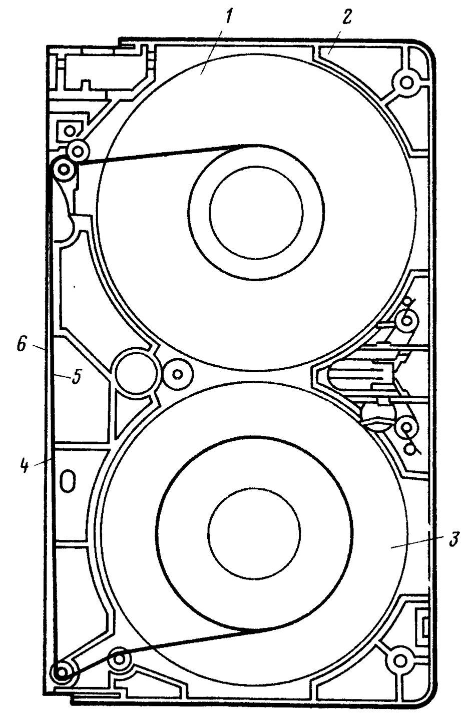


Рис. 6.26

Таблица 6.10. **Видеоленты для профессиональной видеозаписи шириной 25,4 мм**

Параметры ВМ	Тип ленты								
	CV-26R	CVE-26R	CV-26R LP	V-16-96A	H-621	Ampex-196	Scotch-480B	T-64C	T4314-25
	BASF (ФРГ)	BASF (ФРГ)	BASF (ФРГ)	Fuje (Япония)	Fuje (Япония)	Ampex (США)	3M (США)	Kodak (США)	Свема (СНГ)
Толщина, мкм	26	26	21,5	28,7	27	28	28	28	30
Материал рабочего слоя	CrO_2	CrO_2	CrO_2	$CoFe_2O_3$	$CoFe_2O_3$	$CoFe_2O_3$	$CoFe_2O_3$	$CoFe_2O_3$	CrO_2
Коэрцитивная сила, кА/м	40(500)	40(500)	40(500)	53(670)	50(620)	53(670)	53(670)	53(670)	40(500)
Индукция, Гс	1450	1450	1450	1200	1200	1200	1200	1200	1450
Длина, м	1550	1500	1970	1410	1550	1500	1500	1500	1500
Формат записи	B		C	B	C	C	C	C	C

Таблица 6.11. **Основные характеристики и размеры кассет для бытовой видеозаписи**

Параметры ВМ	Тип кассеты (формат записи)				
	VCR (КВ-30)	VHS (ВК-180)	L-500	Video-2000	V-8 DAY
Размеры, мм	145×127×41	188×104×25	156×95×25	183×110×25	59×23×9,2
Ширина строчки записи, мкм	130	49	33	22,5	18
Скорость ленты головок, мм/с	8,08	4,85	5,83	5,08	—
Скорость ленты, мм/с	142,3	23,39	18,35	24,42	0,05
Ширина ленты, мм	12,7	12,7	12,7	12,7	8
Расход ленты, мм/ч	6,7	1,07	0,86	0,56	
Толщина ленты, мкм	27	20	14	14	9
Время записи, мин	30	180	198	2×240	180

В бытовых ВМ применяется магнитная лента с рабочим слоем из двуокиси хрома CrO_2 на полиэтилентерефталатной основе шириной 12,7 мм и толщиной не более 27 мкм. Хорошие результаты дают высокоэнергетические ленты с рабочим слоем из $\gamma CoFe_2O_3$. Для цифровой и высокоплотной записи без промежутков записи применяются ленты с металлопорошковым рабочим слоем и основой толщиной 16 мкм и тоньше.

В странах СНГ для бытовой видеозаписи выпускается лента Т4305-12Б с рабочим слоем из CrO_2. Поверхность видеоленты должна быть чистой, не иметь заметных царапин, короблений и растянутых мест. Склейка лент для видеозаписи производится так же, как для лент звукозаписи, но эксплуатация таких лент нежелательна. После записи ленту рекомендуется удалить из тракта ЛПМ.

Катушки с видеолентами упаковывают в полиэтиленовый мешок. Для предохранения от влаги их помещают в разъемный пластиглассовый контейнер, имеющий этикетку с указанием сведений о производстве ленты, ее марки, длины и ширины, а также о содержании записанной на ленте программы.

В табл. 6.11 приведены основные геометрические размеры и характеристики кассет, используемых в странах СНГ и за рубежом для бытовой видеозаписи. В отечественных бытовых ВМ применяется кассета компланарного типа с шириной ленты 12,7 мм и толщиной 16 и 25 мкм, в которой катушки находятся в одной плоскости (рис. 6.25). Кассета имеет окно, в которое проходит свободный конец ленты, используемый для заправки в тракт ЛПМ. На рис. 6.26: 1 — приемная катушка; 2 — корпус кассеты; 3 — подающая катушка; 4 — свободный участок ленты для заправки; 5 — обратный слой ленты; 6 — рабочий слой ленты. Количество ленты на катушках зависит от ее толщины.

Для записи сигналов изображения в БВГ ВМ

Таблица 6.12. **Видеоголовки для бытовых ВМ**

Параметр	Тип головки		
	ФГВ-1	ФГВ-2	ФГВ-5
Ширина рабочего зазора, мкм	0,7±0,3	0,7±0,3	0,4
Длина рабочего зазора, мкм	130±10	130±8	50
Глубина рабочего зазора, мкм	40±10	30±10	30±10
Индуктивность, мкГн	1,7±0,27	3,3±0,27	3,3±0,27
Добротность, не менее	4	4	4
Ток записи, мА, не более	22	22	22
Электродвижущая сила на частоте 3,8 МГц, мкВ, не менее	170	250	250
Перекос рабочих зазоров, град	0	0	±6°±10′

используют видеоголовки (размером 2×2×0,2 мм) с ферритовыми сердечниками, материалом для которых служит монокристаллический феррит или горячепрессованный феррит MnZn. Сердечники склеиваются стеклом и обрабатываются по специальной технологии, обеспечивающей необходимую чистоту поверхности и заданные геометрические размеры. Параметры видеоголовок для бытовых ВМ приведены в табл. 6.12. Головки ФГВ-2 и ФГВ-5 применяют в кассетных ВМ. Головки в латунных оправках закрепляют на диске БВГ и юстируют с помощью специального приспособления, позволяющего точно выставить угол между головками 180°±20′. Наконечники головок должны выступать над поверхностью диска на 50...80 мкм. В процессе эксплуатации выступ уменьшается на 30...40 мкм и отдача головок постепенно повышается. В конце срока службы рабочий зазор разрушается и головки приходят в негодность.

Таблица 6.13. **Неподвижные комбинированные головки для бытовых ВМ**

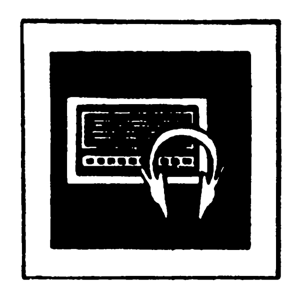
Параметр	Тип головки	
	12Д22-1	12Д33-1
Ширина рабочего зазора, мм	4	4
Длина рабочего зазора, мм:		
канала звука	0,7±0,025	0,7±0,025
управляющего сигнала	—	0,3±0,025
Глубина рабочего зазора, мм	0,3±0,05	0,3±0,05
Индуктивность, мкГн	45±10	40±10
Рабочая полоса частот, Гц	100...10 000	60...15 000

При эксплуатации головки следует периодически очищать от магнитного порошка мягкой замшей, смоченной фреоном или спиртом. После очистки головки рекомендуется проверить путем воспроизведения заведомо хорошей записи.

В качестве стирающих и универсальных неподвижных головок можно использовать головки от обычных магнитофонов с размерами сердечников, соответствующими выбранным видеофонограммам, либо универсальные комбинированные головки (табл. 6.13). Головка 12Д33-1 с тремя магнитными системами предназначена для применения в кассетных магнитофонах. Магнитные цепи этих головок изготовлены из пермаллоя.

Стирающая головка в ФГС-1 имеет сердечник и обладает следующими параметрами:

Длина рабочего зазора, мм	14
Ширина рабочего зазора, мм	0,3
Глубина рабочего зазора, мм	0,3±0,05
Индуктивность, мГн (измеряется на f=1 кГц)	0,35±0,1
Ток стирания, мА	250
Частота стирания, кГц	65
Эффективность стирания, дБ	55



АППАРАТУРА ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

РАЗДЕЛ 7

Содержание

7.1. Общие сведения 254

Диапазон частот для любительской радиосвязи (254). Виды работ и категории любительских радиостанций (254)

7.2. Передатчики 255

Параметры передатчиков (255). Структурные схемы любительских передатчиков (256)

Задающие генераторы. Стабилизация частоты (257)

7.3. Приемники для любительской связи 265

Параметры приемников (265). Структурные схемы любительских приемников (265)

7.4. Трансиверы 269

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Диапазон частот для любительской радиосвязи

Любительские приемопередающие радиостанции предназначены для проведения экспериментов с приемной, передающей аппаратурой и антеннами, изучения распределения радиоволн, наблюдения за работой передающих радиостанций, проведения двухсторонних связей между любительскими радиостанциями, участия в соревнованиях радиолюбителей, в том числе международных.

Массовость любительских радиостанций, наличие их практически в любой точке Земли и высокая квалификация операторов этих радиостанций обеспечивают эффективную радиосвязь в экстремальных ситуациях.

В странах СНГ радиолюбительским радиостанциям разрешена работа в следующих диапазонах:

Диапазон волн	*Диапазон частот*
160 м	1830...1930 кГц
80 м	3500...3650 кГц
40 м	7000...7100 кГц
30 м	10100...10150 кГц
20 м	14000...14350 кГц
17 м	18068...18168 кГц
15 м	21000...21450 кГц
12 м	24890...24990 кГц
10 м	28000...29700 кГц
2 м	144...146 МГц
70 см	430...440 МГц
23 см	1260...1300 МГц
5 см	5650...5670 МГц
3 см	10...10,5 ГГц
6 м	47...47,2 ГГц
4 мм	75,5...76 ГГц
2,5 мм	119,98...120,02 ГГц
2 мм	142...149 ГГц
1,2 мм	241...250 ГГц

Виды работ и категории любительских радиостанций

Радиолюбители могут применять следующие виды радиосвязи: телеграфию с амплитудной модуляцией и передачей сообщений кодом Морзе (ТЛГ); телефонию с модуляциями: амплитудной (АМ), однополосной (ОБП); частотной (ЧМ); буквопечатание с передачей сообщений кодом БОДО — телетайп; передачу данных — пакетную связь; телевидение с медленной разверткой.

Наиболее распространенными видами любительской радиосвязи является телеграфия азбукой Морзе и однополосная телефония.

При проведении радиосвязей радиолюбители могут использовать ретрансляторы наземные и на искусственных спутниках Земли, можно проводить радиосвязь с использованием отражения радиоволн от поверхности Луны. Радиолюбительские станции могут быть как стационарными, так и подвижными, установленными на кораблях, автомобилях, спутниках.

Любительские радиостанции, работающие только на прием, имеют позывные радиолюбителей-наблюдателей и рассылают владельцам приемопередающих радиостанций свои карточки-квитанции. После проверки правильности данных о работе своей радиостанции владелец приемопередающей радиостанции высылает наблюдателю свою карточку-квитанцию.

Любительские приемопередающие радиостанции в странах СНГ делятся на четыре категории.

Разрешение на радиостанцию четвертой категории может получить радиолюбитель, достигший 14-летнего возраста. Для владельцев этой категории радиостанций умение передавать и принимать на слух телеграфные сигналы кода Морзе желательно, но не обязательно.

Разрешение на радиостанцию третьей, второй и первой категорий может получить радиолюбитель, достигший 16-летнего возраста и обязательно умеющий передавать и принимать телеграфные сигналы кода Морзе.

Разрешение на постройку и эксплуатацию радиолюбительских передатчиков выдают местные органы Государственной инспекции электросвязи.

Радиостанции четвертой категории могут работать только в диапазоне 160 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика 5 Вт.

Радиостанции третьей категории могут работать в диапазоне 160 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт, только телеграфом в диапазонах 80 и 15 м с мощностью передатчика до 10 Вт, в диапазоне 10 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 10 Вт и в микроволновых диапазонах телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт.

Радиостанции второй категории могут работать в диапазоне 160 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт, в диапазонах 80, 40, 20, 17, 15, 12 и 10 м телеграфом, телефоном, пакетной связью и телетайпом с мощностью передатчика до 50 Вт и в микроволновых диапазонах телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 5 Вт.

Радиостанции первой категории могут работать в диапазоне 160 м телеграфом и телефоном с мощностью передатчика до 10 Вт, в диапазонах 80, 40, 20, 17, 15, 12 и 10 м телеграфом, телефоном, пакетной связью, телетайпом и телевидением с медленной разверткой с мощностью передатчика до 200 Вт, только телеграфом в диапазоне 30 м с мощностью передатчика до 200 Вт и в микроволновых диапазонах телефоном и телеграфом с мощностью передатчика до 5 Вт.

7.2. ПЕРЕДАТЧИКИ

Параметры передатчиков

Мощность передатчиков любительских радиостанций измеряется на согласованной нагрузке — эквиваленте антенны.

Для измерения выходной мощности вместо антенны на выход передатчика подключают резистор, сопротивление которого обеспечивает согласование эквивалента антенны с усилителем мощности (УМ). Манипулируя органами настройки передатчика, добиваются максимума напряжения на его выходе: при работе телеграфом — при нажатом ключе, при работе телефоном — при подключении вместо микрофона ГЗЧ. Мощность передатчика, Вт, определяется по формуле

$$P_{вых}=\frac{U_э^2}{R_э},$$

где $U_э$ — максимальное (действующее значение) напряжения на эквиваленте антенны, В; $R_э$ — сопротивление эквивалента антенны, Ом.

Для предотвращения возможного превышения разрешенной мощности в выходных каскадах любительских передатчиков запрещается применять полупроводниковые и электровакуумные приборы, обеспечивающие выходную мощность, в 2...4 раза превышающую разрешенную данной категории любительской радиостанции.

Коэффициент полезного действия передатчика — отношение выходной мощности к мощности, потребляемой от источников питания. Любительские передатчики обычно имеют КПД 20...50 %.

Абсолютная стабильность частоты передатчика определяется отклонениями его частоты при неизменном положении органов установки частоты. В течение 15 мин с момента вхождения в радиосвязь абсолютный уход частоты любительских передатчиков не должен превышать для радиостанций:

4-й категории — 500 Гц;

3-й категории в диапазонах 160, 80 и 15 м — 500 Гц, в диапазоне 10 м — 2 кГц и в микроволновых диапазонах — 10 кГц;

1- и 2-й категории на частотах до 29,7 мГц — 300 Гц, в микроволновых диапазонах — 1 кГц.

Занимаемая полоса частот — ширина полосы частот, за пределами которой излучаемая мощность не превышает 0,5 % от всей мощности сигнала. Эта полоса у любительских передатчиков не должна превышать при работе:

телеграфом с амплитудной манипуляцией (передача кода Морзе) — 100 Гц;

телефоном с АМ — 6 кГц;

телефоном с однополосной модуляцией — 3 кГц;

телефоном с ЧМ (только в микроволновых диапазонах) — 24 кГц.

Точность установки частоты — максимальная ошибка установки частоты передатчика по его шкале (механической или цифровой). Эта точность должна обеспечить работу любительского передатчика без выхода за пределы радиолюбительских диапазонов. При этом за пределы уста-

новленного для данного вида работы диапазона частот не должны попадать сигналы, лежащие в полосе занимаемых частот.

Побочные излучения передатчика — излучение на гармониках и других частотах, не примыкающих непосредственно к занимаемой полосе частот. Мощность побочных излучений у любительских передатчиков не должна превышать:

для передатчиков мощностью до 5 Вт при работе на частотах до 29,7 МГц — 30 дБ от мощности основного излучения;

для передатчиков мощностью более 5 Вт при работе на частотах до 29,7 МГц — 40 дБ ниже мощности основного излучения, но не более 50 мВт;

для передатчиков, работающих в микроволновых диапазонах,— не более 25 мкВт.

Структурные схемы любительских передатчиков

Телеграфный передатчик без умножения частоты (рис. 7.1). Задающий генератор вырабатывает стабильные по частоте колебания на рабочей частоте передатчика. Усилитель мощности усиливает эти колебания и устраняет влияние изменения параметров антенны на частоту передатчика. Телеграфная манипуляция осуществляется в УМ. Использование передатчика по такой структурной схеме может быть рекомендовано только на сравнительно низких частотах — для работы в диапазонах 160 и 80 м.

Телеграфный передатчик с умножением частоты ЗГ (рис. 7.2). Задающий генератор работает в диапазоне частот, полученном путем деления частот на выходе передатчика на число, кратное 2 и 3. За ЗГ включены последовательно несколько умножителей частоты с коэффициентами умножения 2, 3 или 4. По такой схеме может быть построен передатчик для работы в диапазонах 160, 80, 40, 20, 15 и 10 м. В этом случае ЗГ должен работать в диапазоне 1750...1930 кГц. В диапазоне 160 м умножение частоты не применяется, при работе в диапазоне 80 м используется один удвоитель частоты, на 40 м — два удвоителя (или 1 учетверитель частоты), на 20 м — три удвоителя частоты, на 15 м — два удвоителя и один утроитель частоты, на 10 м — четыре удвоителя частоты.

По структурной схеме с умножением частоты может быть выполнен и передатчик для работы через спутник, принимающий сигналы в диапазоне

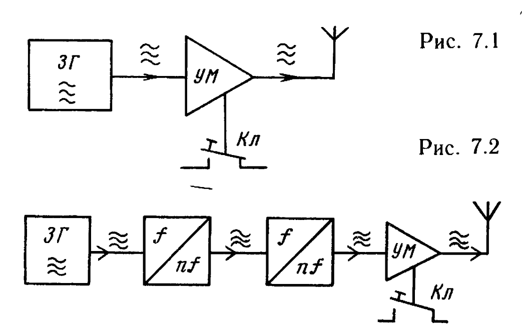


Рис. 7.1

Рис. 7.2

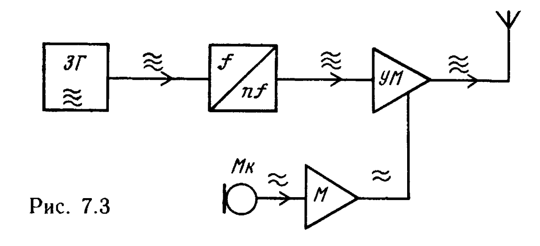


Рис. 7.3

2 м. ЗГ такого передатчика работает в полосе частот 12...12,167 МГц. Между ЗГ и УМ включены последовательно умножители частоты на 4 и 3.

Передатчик для работы телефоном с АМ (рис. 7.3). Такой передатчик отличается от передатчика для работы телеграфом наличием модулятора, усиливающего сигнал ЗЧ от микрофона и осуществляющего АМ усиливаемых УМ колебаний. Для работы в диапазоне 160 и ЗГ должен работать в диапазоне 1900...1930 кГц, умножитель частоты не применяется. Для работы в диапазоне 10 м ЗГ должен работать в диапазоне 14,4...14,6 мГц и используется удвоитель.

Передатчик для работы телефоном на одной боковой полосе. На рис. 7 4 приведена структурная схема такого передатчика с одним преобразованием частоты. Сигнал от микрофона через усилитель (модулятор) поступает на устройство формирования однополосного сигнала (УФОС), на выходе которого получается однополосный сигнал с фиксированной частотой, равной частоте опорного генератора, входящего в состав УФОС. Задающий генератор, обеспечивающий перестройку передатчика, работает в диапазоне частот, зависящем от диапазона, в котором должен работать передатчик, и от частоты, на которой формируется однополосный сигнал.

Для диапазона 160 м передатчик по такой структурной схеме может быть выполнен с формированием однополосного сигнала на частоте 500 кГц с ЗГ, работающим в диапазоне 2360...2430 кГц. На выходе смесителя частот выделяется сигнал разностной частоты ЗГ и формирования однополосного сигнала, так что на УМ поступает однополосный сигнал в диапазоне 1860...1930 кГц (участок, отведенный для работы с однополосной телефонией).

Для работы в коротковолновых диапазонах передатчик по рассматриваемой структурной схеме может быть выполнен с формированием однополосного сигнала, например, на частоте 8815 кГц. В этом случае ЗГ должен работать в диапазоне 160 м — 10 675...10 745 кГц, в диапазоне 80 м — 12 415...12 465 кГц, 40 м — 15 855. .15 915 кГц, 20 м — 5285...5535 кГц, 15 м — 12 285...12 635 кГц и 10 м — 19 685...20 885 кГц. В диапазонах 160, 80 и 40 м на выходе

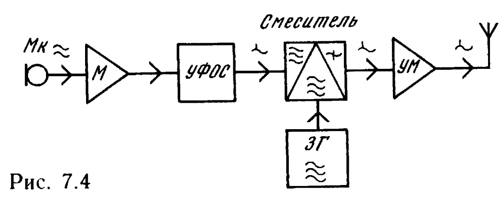


Рис. 7.4

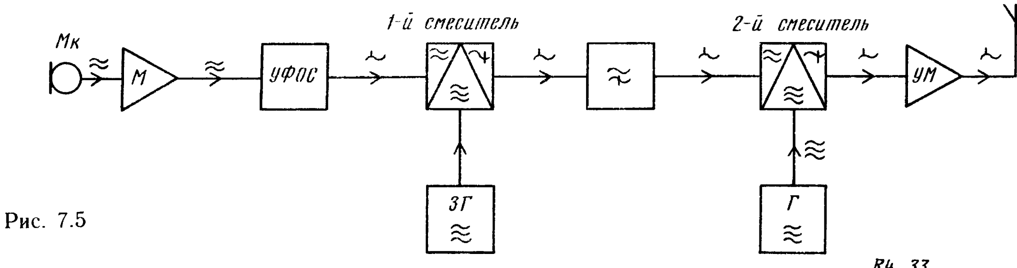


Рис. 7.5

смесителя выделяется сигнал разностной частоты, а в диапазонах 20, 15 и 10 м — суммарной частоты.

На рис. 7.5 показана структурная схема передатчика для телефонной радиосвязи с однополосной модуляцией с двумя преобразованиями частоты. Такой передатчик может быть использован для работы во всех коротковолновых диапазонах при формировании однополосного сигнала на частоте 500 кГц. Первый смеситель частот и перестраиваемый ЗГ обеспечивают перенос сформированного однополосного сигнала в диапазон частот, лежащий выше 2 МГц Перестраиваемый фильтр, включенный на выходе первого смесителя частот, выделяет однополосный сигнал на частоте, равной сумме частот ЗГ и сформированного однополосного сигнала. Перенос этой частоты в любительские диапазоны осуществляется вторым смесителем и генератором фиксированных частот Г. Один из вариантов выполнения однополосного передатчика с двумя преобразованиями частоты для работы в диапазонах 150, 80, 40, 20, 15 и 10 м: однополосный сигнал формируется на частоте 500 кГц. Задающий генератор работает в диапазоне 4500... 5500 кГц, перестраиваемый полосовой фильтр — в диапазоне 5000...6000 кГц Генератор фиксированной частоты в диапазоне 160 м работает на частоте 7000 кГц, в диапазонах 80 и 20 м — на частоте 9000 кГц, в диапазоне 40 м — 13 000 кГц, в диапазоне 15 м — 16 000 кГц и в диапазоне 10 м — 23 000 кГц (поддиапазон 28...29 МГц) и 24 000 кГц (поддиапазон 29...29,7 мГц).

Задающие генераторы. Стабилизация частоты

Задающий генератор может работать на одной фиксированной частоте или перестраиваться в требуемом диапазоне частот. Основное требование к задающему генератору — стабильность частоты

Задающие генераторы с кварцевой стабилизацией частоты. Частота генерируемых колебаний у этих генераторов определяется примененным кварцевым резонатором и при правильно выбранной схеме практически не зависит от стабильности остальных ее элементов.

Генератор опорной частоты 500 кГц может быть собран по схеме рис. 7.6. Для точной подгонки частоты этого генератора последовательно с кварцевым резонатором можно включить конденсатор емкостью 100.. 1000 пФ (для

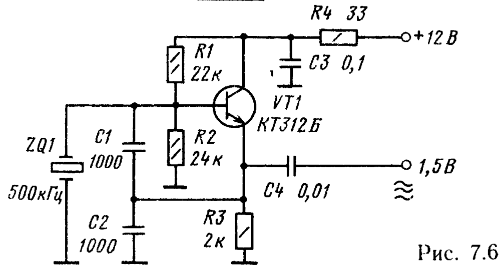


Рис. 7.6

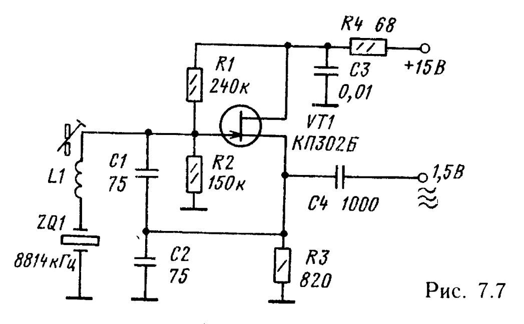


Рис. 7.7

повышения частоты) или катушку с индуктивностью 100...1000 мкГн (для понижения частоты). Таким способом можно изменить частоту на $\pm$200 Гц.

Генератор опорной частоты 8815 кГц может быть собран по схеме рис. 7.7. Частота 8815 кГц устанавливается с помощью регулировки индуктивности катушки L1, которая намотана на каркасе диаметром 6 мм с сердечником от СБ-12А Намотка проводом ПЭВ2 0,15 мм внавал, число витков — около 30 (подбирается).

Генератор на механической гармонике кварцевого резонатора. Для получения частот выше 20 мГц используют кварцевые резонаторы, собственная частота которых в 3 или 5 раз ниже требуемой. Схема генератора на частоту 24 МГц, в которой используется 3-я механическая гармоника кварца на 8 МГц, приведена на рис. 7.8.

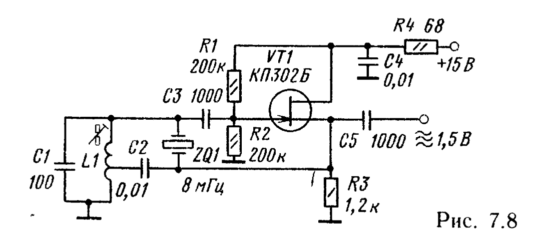


Рис. 7.8

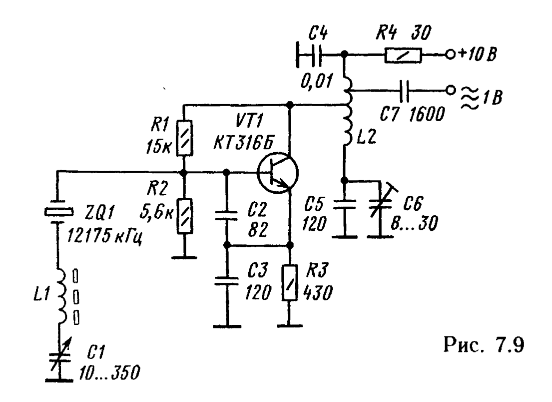


Рис. 7.9

Контур L1C1 настроен на частоту 24 МГн. Катушка L1 намотана на каркасе диаметром 9 мм с сердечником СЦР1 и содержит 4+2 витка (от верхнего по схеме конца L1) проводом ПЭШО 0,44 намотка виток к витку.

Генератор с кварцевым резонатором с перестройкой частоты. На рис. 7.9 приведена схема ЗГ передатчика на диапазон 2 м для работы через спутник. Изменение частоты в пределах 12 150...12 167 кГц достигается перестройкой контура L1C1, L1 — стандартный дроссель типа Д 0,1 с индуктивностью 15 мкГн. Контур L2C5C6 настроен на частоту 12 160 кГц. L2 содержит 5+5+10 витков (считая от верхнего по схеме конца L2), диаметр витков 10 мм, провод ПЭВ2 1 мм, длина катушки 30...40 мм (подбирается).

Задающие генераторы с параметрической стабилизацией частоты. Такие генераторы выгодно отличаются от кварцевых тем, что позволяют изменять частоту генерируемых колебаний в значительных пределах. Стабильность частоты в генераторах с параметрической стабилизацией достигается высокой стабильностью входящих в него элементов и термокомпенсацией в LC контуре, определяющем генерируемую частицу.

Схема генератора на биполярном транзисторе, работающего в диапазоне 4500...5500 кГц, приведена на рис. 7.10. Генератор выполнен на транзисторе VT1, за которым следуют два буферных каскада на транзисторах VT2 и VT3. Катушка L1 намотана на керамическом каскасе диаметром 16 мм проводом ПЭВ-2 0,44, число витков 19, длина намотки 14 мм. Катушка помещена в медный экран диаметром 40 мм. Термокомпенсация контура генератора осуществляется подбором ТКЕ конденсатора C3. Емкость конденсатора C7 подбирается увеличением ее до достижения, указанного на схеме выходного напряжения генератора.

При тщательной термокомпенсации этот генератор позволяет иметь уход частоты не более 100 Гц за час работы через 10 мин после включения. Изменение нагрузки от 1 до 10 кОм на частоту практически не влияет.

Схема генератора на полевом транзисторе для передатчика с формированием сигнала на частоте 8815 кГц приведена на рис. 7.11. Задающий генератор собран на транзисторе VT1. Частота генерируемых им колебаний определяется контуром из катушки L1 и подключенных параллельно в зависимости от диапазона работы конденсаторов C1 — C6. В диапазоне 160 (показанное на схеме положение SA1), 40 и 20 м перекрывается диапазон частот 5185...5535 кГц, в диапазонах 80 и 15 м диапазон 4061...4212 кГц и в диапазоне 10 м диапазон 6395...7062 кГц.

Каскад на транзисторе VT2 — буферный, работающий с коэффициентом умножения частоты от 1 до 3. Требуемая гармоника частоты ЗГ выделяется полосовыми фильтрами, включаемыми переключателями SA1-2 и SA1-3. В диапазоне 160 м используется удвоение частоты и выделяются частоты 10 645...10 745 кГц, в диапазонах 80 и 15 м утроение частоты с частот 12 185...12 635 кГц., в диапазоне 40 м утроение частоты с выделением частот 15 815...15 915 кГц, в диапазоне 20 м умножение частоты не используется и выделяются частоты 5185—5535 кГц и в диапазоне 10 м утроение частоты с выделением частот 19 185...21 185 кГц. В диапазоне 10 м предусмотрено использование частот от 28 до 30 МГц для перекрытия с дополнительным преобразованием частоты двухметрового диапазона с участком частот для работы через спутник.

Катушка L1 намотана на керамическом каркасе диаметром 18 мм посеребренным медным проводом диаметром 0,6 мм, число витков 9, длина намотки 10 мм. Катушка помещена в медный экран диаметром 50 мм.

Катушка L2 — стандартный дроссель типа Д 0,1 с индуктивностью 50 мкГн.

Катушки L3 — L11 — на пластмассовых каркасах диаметром 9 мм с сердечниками СЦР-1. Все эти катушки намотаны проводом ПЭШО 0,44 виток к витку, у связанных катушек L3 и L4, L5 и L6, L7 и L8, L10 и L11 заземленные концы находятся в центре каркаса

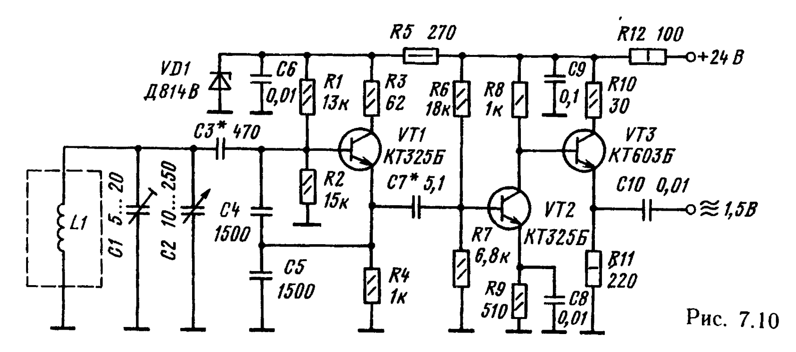


Рис. 7.10

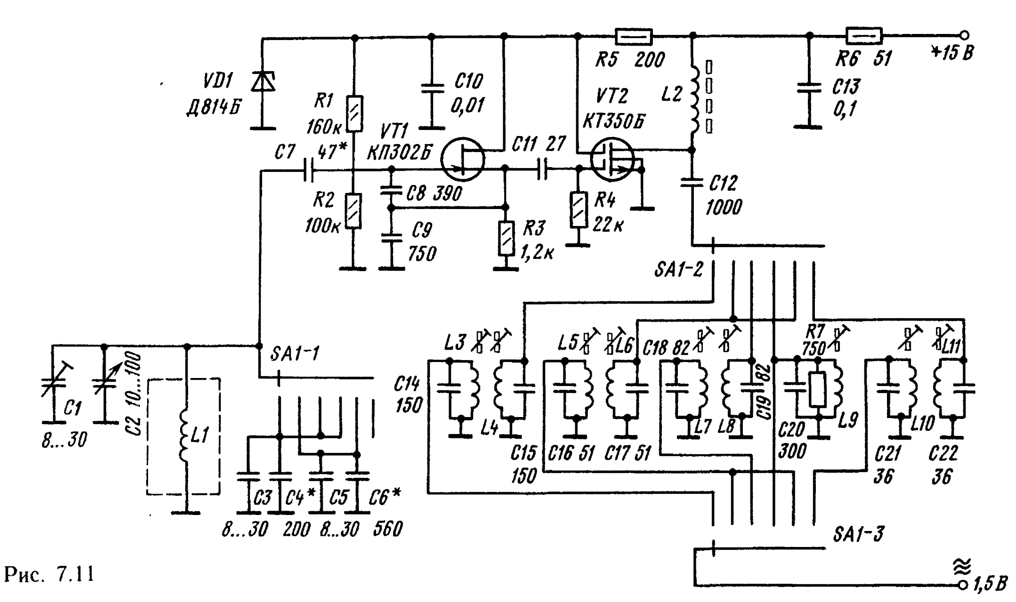


Рис. 7.11

на расстоянии 2...3 мм друг от друга. Числа витков: L3, L4 — L10, L5, L6, L9 — L22, L7, L8 — 20 и L10, L11 — 12. Термокомпенсация должна быть выполнена отдельно на всех трех диапазонах частот ЗГ сначала подбором ТКЕ С7, затем С4 и С6. Абсолютный уход частоты этого ЗГ в верхнем диапазоне частот не превышает 500 Гц за час работы через 15 мин после включения.

Конструирование задающих генераторов с параметрической стабилизацией частоты. Большое значение для получения хорошей стабильности частоты генератора с параметрической стабилизацией имеет жесткость конструкции. Желательно собрать генератор на шасси из листов твердого алюминиевого сплава (Д16-Т, В-95) толщиной 4...6 мм и прочно укрепить все детали. В качестве изоляционных материалов лучше всего применять радиокерамику, можно использовать стеклотекстолит, пластмассу АГ-4. Монтаж контура ЗГ надо выполнить жестким медным проводом при минимальной длине соединений между деталями контура. Переменные и подстроечные конденсаторы должны быть с воздушным диэлектриком и монтируются на фарфоре с зазором между пластинами не менее 0,5 мм. Все заземления деталей контура ЗГ должны быть выведены к одной точке шасси, например к точке соединения с шасси ротора конденсатора настройки.

Задающий генератор должен быть максимально удален от выделяющих тепло элементов передатчика и защищен от воздействия мощного электромагнитного поля. Желательно поместить весь ЗГ в общий экран.

Питание ЗГ должно осуществляться стабильным напряжением, не имеющим пульсаций переменного тока.

Умножители частоты. Для умножения частоты используют каскады на биполярных или полевых транзисторах, работающие на нелинейных участках характеристики, с отсечкой протекающего через усилительный прибор тока. Нагрузкой каскада служит LC контур или полосовой фильтр из таких контуров, настроенный на нужную гармонику частоты входного сигнала. Обычно используют удвоители и утроители частоты. Умножение в большее число раз нецелесообразно вследствие малого КПД каскада и трудностей по подавлению в выходном сигнале более низких гармоник.

На рис. 7.12 приведена схема удвоителя частоты на биполярном транзисторе. Указанное на схеме выходное напряжение может быть получено при эквивалентном сопротивлении контура C3L1 около 3 кОм — емкость C3 должна быть

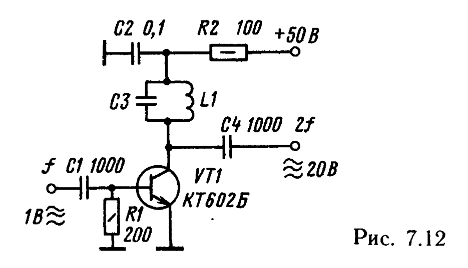


Рис. 7.12

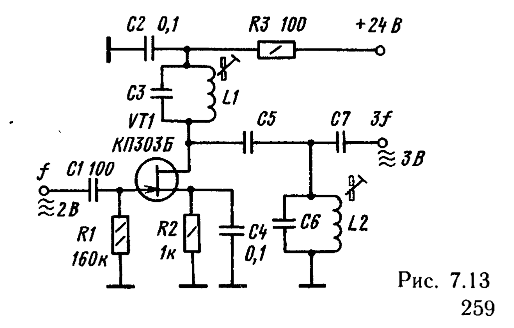


Рис. 7.13

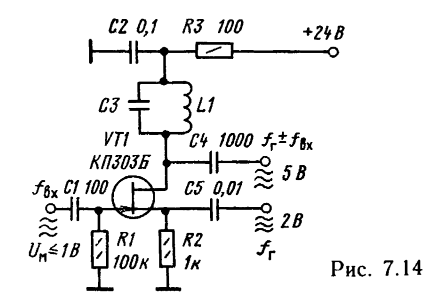


Рис. 7.14

для выходной частоты 28 мГц 100 пФ, для 21 мГц 150 пФ и т. д. до 1,85 мГц, где C3 должна быть около 1500 пФ.

На рис 7.13 приведена схема утроителя частоты на полевом транзисторе. Для ослабления в выходном сигнале 2-й гармоники применен двухконтурный фильтр. Контуры C3L1 и C6L2 настроены на частоту выделяемого сигнала. Их эквивалентные сопротивления должны быть близки к рекомендованным выше для выходного контура удвоителя частоты. Емкость связи C6 — около 1 % от емкости C3 и C6.

Преобразователи частоты. Их используют в передатчиках, работающих на одной боковой полосе. Такой преобразователь должен обеспечить линейную зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного однополосного сигнала.

Преобразователь частоты состоит из смесителя частот, генератора вспомогательной частоты и фильтра, выделяющего суммарную или разностную частоту преобразования. В качестве генераторов вспомогательной частоты используются рассмотренные выше ЗГ с кварцевой или параметрической стабилизацией частоты. Схема простейшего смесителя на полевом транзисторе приведена на рис. 7.14. Контур C3L1, настроенный на преобразованную частоту, должен иметь эквивалентное сопротивление около 3 кОм. Для хорошего подавления в выходном сигнале частоты гетеродина частоты входного сигнала и гетеродина должны отличаться друг от друга не более чем в 3—4 раза. При отношении этих частот до 10 необходимо применять на выходе такого смесителя 2—3-контурный фильтр, что приводит к снижению выходного сигнала до 1...2 В.

Хорошее подавление сигнала гетеродина достигается в балансном смесителе, схема которого приведена на рис. 7.15. При таком же, как у

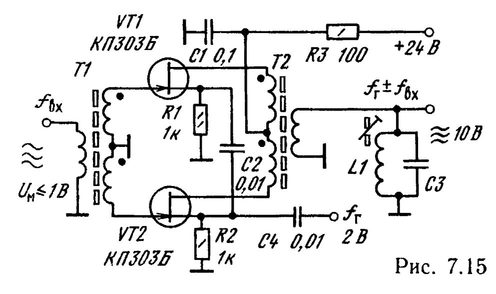


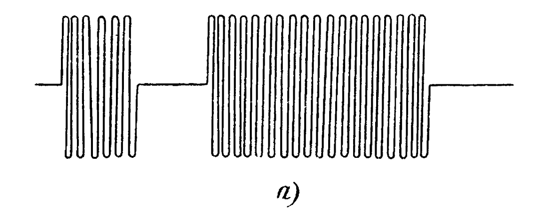
Рис. 7.15

смесителя на одном транзисторе эквивалентном сопротивлении выходного контура, напряжение преобразованного сигнала возрастает в 2 раза, а подавление сигнала гетеродина увеличивается на 20...25 дБ.

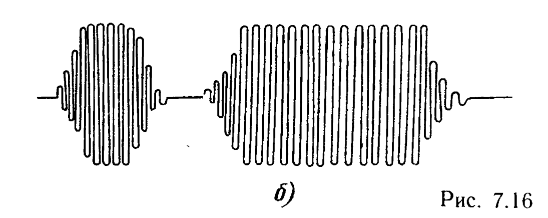
Симметрирующие трансформаторы T1 и T2 одинаковые. Они намотаны на тороидальных сердечниках из феррита с магнитной проницаемостью 200...300. Обмотка проводится тремя скрученными с шагом 3...5 мм проводами ПЭШО 0,15. У двух из этих проводов начало одного соединяется с концом другого, образуя отвод симметричной обмотки трансформатора. Для частот от 0,5 до 5 МГц число витков скрученными проводами (т. е. число витков каждой обмотки) должно быть 20...30, для частот от 3 до 30 МГц — 7...12.

Телеграфная манипуляция. Передача телеграфных сигналов осуществляется манипуляцией, т. е. управлением излучением передатчика с помощью телеграфного ключа.

Ширина полосы частот, достаточная при максимальных скоростях передачи азбуки Морзе, используемых радиолюбителями (до 150... 200 зн/мин), измеряется десятками герц. Однако



а)



б)

Рис. 7.16

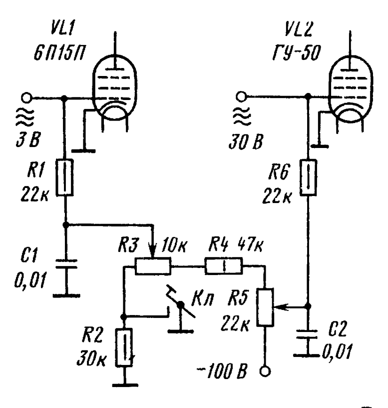


Рис. 7.17

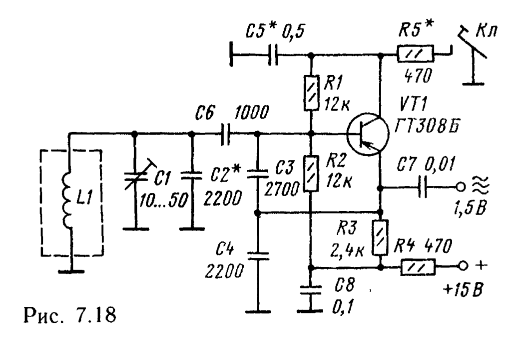


Рис. 7.18

если излучаемые колебания при манипуляции резко нарастают и спадают (рис. 7.16, *а*), то занимаемая полоса частот значительно шире. Это приводит к тому, что в широкой полосе вокруг рабочей частоты передатчика с жесткой манипуляцией принимают щелчки. Только при плавном нарастании и спаде телеграфной посылки (рис. 7.16, *б*) и отсутствии паразитной частотной модуляции несущей частоты во время манипуляции передатчик занимает полосу менее 100 Гц. Исходя из условия недопустимости изменения несущей частоты при манипуляции ее осуществляют обычно в выходных каскадах передатчика.

На рис. 7.17 приведена схема манипуляции в предоконечном и оконечном каскадах лампового передатчика. При нажатом ключе на управляющих сетках VL1 и VL2 устанавливаются рабочие значения напряжений смещения и передатчик излучает. Нарастание и спад напряжений смещения на управляющих сетках происходят плавно благодаря наличию в цепях смещения конденсаторов C1 и C2.

На рис. 7.18 приведена схема генератора телеграфных сигналов для передатчика с формированием однополосного сигнала на частоте 500 кГц. Плавное нарастание и спад телеграфного сигнала здесь достигаются зарядом и разрядом конденсатора C5. Крутизна фронтов телеграфной посылки определяется емкостью этого конденсатора и сопротивлением резистора R5.

Катушка L1 намотана на пластмассовом каркасе диаметром 9 мм проводом ПЭЛШО 7×0,07, число витков 75, намотка «универсаль», ширина секции 8 мм. Катушка помещена в алюминиевый экран диаметром 33 мм.

Амплитудная модуляция. Она осуществляется, как правило, в выходном каскаде передатчика.

На рис. 7.19 приведена схема модуляции на 3-ю сетку пентода, работающего в выходном каскаде передатчика. Вследствие отрицательного смещения на 3-й сетке выходная мощность при отсутствии модуляции устанавливается равной 25 % от максимальной, которую может дать VL1. L2 — дроссель питания анодной цепи VL1; катушка L1, шунтированная R5, предотвращает возникновение самовозбуждения усилителя на частотах микроволновых диапазонов.

На рис. 7.20 приведена схема АМ в транзисторном выходном каскаде передатчика. Подбором сопротивления R3 устанавливается напряжение питания выходного каскада передатчика (транзистор VT1) близким к +12 В.

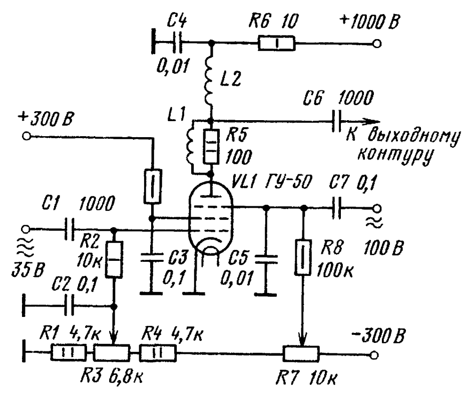


Рис. 7.19

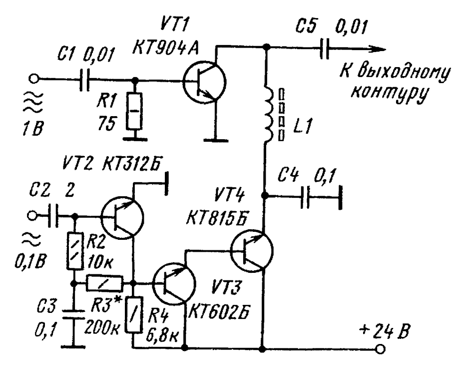


Рис. 7.20

Дроссель L1 для коротковолновых диапазонов с индуктивностью не менее 50 мкГн, для работы на 2-метровом диапазоне — 1...5 мкГн.

Однополосная модуляция. Спектр АМ сигнала состоит из несущей частоты и двух боковых полос (рис. 7.21, *а*). При формировании однополосного сигнала из этого спектра выделяют только одну боковую полосу (например, верхнюю, рис. 7.21, *б*). При сохранении мощности выходного каскада передатчика переход к однополосной модуляции позволяет увеличить мощность в излучаемой боковой полосе в 4 раза. Несущая частота при формировании однополосного сигнала подавляется в балансном модуля-

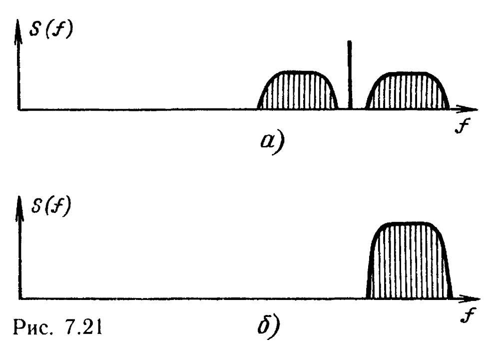


Рис. 7.21

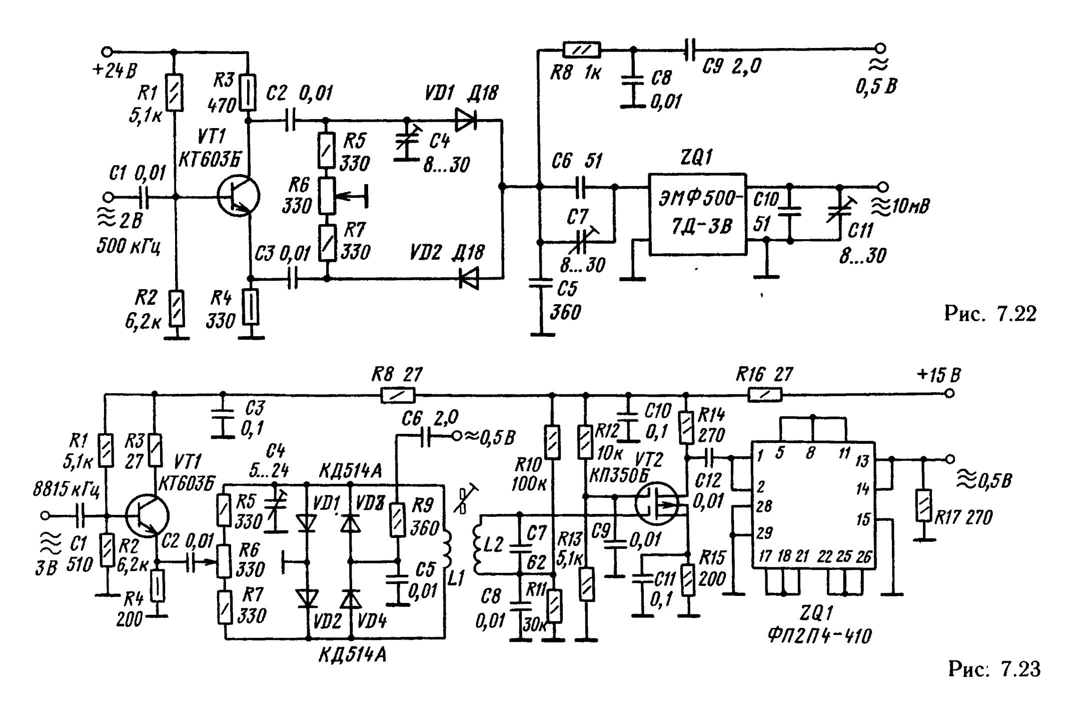


Рис. 7.22

Рис: 7.23

торе, а неиспользуемая боковая полоса задерживается фильтром с крутыми спадами частотной характеристики, пропускающим нужную боковую полосу. Этот же фильтр обычно дополнительно подавляет и остатки несущей частоты, имеющиеся на выходе балансного модулятора.

На рис. 7.22 приведена схема формирования однополосного сигнала на частоте 500 кГц с использованием диодного балансного модулятора и электромеханического фильтра. Примененный в этой схеме балансный модулятор на двух диодах питается двумя напряжениями опорной частоты, сдвинутыми по фазе на 180°, которые снимаются с фазоинвертора, собранного на транзисторе VT1.

На рис. 7.23 приведена схема формирования однополосного сигнала на частоте 8815 кГц с использованием кольцевого балансного модулятора и монолитного кварцевого фильтра из набора Кварц-35. Питание кольцевого балансного модулятора осуществляется одним опорным напряжением, снимаемым с эмиттерного повторителя на транзисторе VT1. Выход балансного модулятора — симметричный, на катушку связи L1. Контур L2C7 настроен на частоту 8815 кГц. L1 и L2 намотаны в сердечнике СБ12А проводом ПЭШО 0,31. L1 содержит 6 витков, L2 — 15. Выделенный контуром L2C7 сигнал с подавленной несущей частотой поступает на согласующий усилитель на транзисторе VT2, нагрузкой которого служит монолитный кварцевый фильтр, выделяющий сигнал с верхней боковой полосой.

Усилители мощности. Для работы только телеграфом могут быть использованы УМ, работающие с отсечкой тока усилительного прибора, так что линейная зависимость амплитуды выходного напряжения от входного отсутствует. Поскольку на вход такого усилителя поступает одночастот-

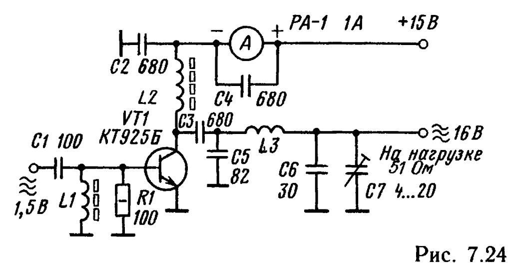


Рис. 7.24

ный сигнал, возникающие в усилителе нелинейные искажения не приводят к расширению спектра излучаемого сигнала.

На рис. 7.24 приведена схема транзисторного усилителя диапазона 2 м, который может быть использован в передатчике для работы через спутник. L1 и L2 — стандартные дроссели. L1 — типа Д 0,1 10 мкГн, L2 — Д 1,2 2 мкГн. Катушка L3 — 1 виток диаметром 10 мм из медного провода диаметром 1,2 мм. Напряжение питания на этот усилитель должно подаваться только при подключенной нагрузке.

Для усиления однополосных сигналов при работе телефоном необходимо использовать усилители мощности, у которых во всем диапазоне амплитуд входного сигнала амплитуда выходного сигнала зависит строго линейно от уровня сигнала на входе усилителя. Наличие нелинейных искажений при усилении многочастотных телефонных сигналов приведет к недопустимому расширению излучаемого спектра.

Схема линейного усилителя мощности, дающего 5 Вт на нагрузку 50 Ом в диапазоне 160 м, приведена на рис. 7.25. Возбуждение на усилитель подается через понижающий трансформа-

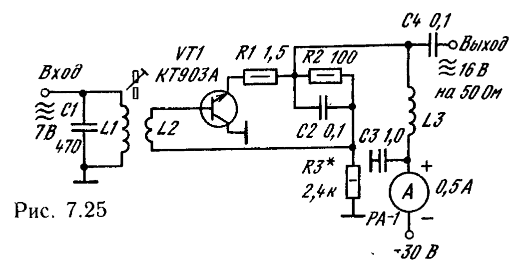


Рис. 7.25

тор, первичная обмотка которого L1 настроена конденсатором C1 на частоту 1880 кГц. L1 и L2 намотаны в сердечнике СВ12А проводом ПЭШО 0,31. L1 содержит 25 витков, а L2 — 4 витка.

Транзистор VT1 включен по схеме с общим эмиттером, хотя с шасси соединен коллектор этого транзистора. VT1 работает усилителем в режиме «А», для чего подбором R3 устанавливается ток через транзистор при отсутствии сигнала возбуждения 0,4 А. Дроссель L3 намотан на каркасе диаметром 9 мм проводом ПЭВ-2 0,15 мм виток к витку, число витков — 60.

На рис. 7.26 приведена схема линейного транзисторного усилителя для работы в диапазоне 3,5...30 МГц с выходной мощностью до 20 Вт в нагрузке 50 Ом. Полевой транзистор VT1 работает усилителем в режиме «АВ», для чего при отсутствии возбуждения смещением на его затворе устанавливается ток стока около 0,7 А. При максимальном сигнале возбуждения постоянная составляющая тока стока увеличивается до 1,2 А. Для согласования низкого выходного сопротивления усилителя на VT1 с нагрузкой 50 Ом применен повышающий высокочастотный трансформатор T1. Он намотан на двух положенных друг на друга тороидальных ферритовых сердечниках марки 300 НН размерами 32×16×8 мм. Обмотка выполнена двумя скрученными проводами МГТФ 0,12 мм^2. Число витков этим скрученным проводом — 9. Начало одного провода соединено с концом другого, образуя отвод, к которому подключен сток VT1. Между выходом T1 и нагрузкой включен фильтр C6L1C7, ослабляющий излучение на гармониках частоты входного сигнала. Емкости конденсаторов C6 и C7 равны. Катушка L1 наматывается на оправке диаметром 20 мм проводом ПЭВ-22 мм. Длина этой катушки подгоняется по максимуму выходного напряжения в середине диапазона. Данные фильтра приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Диапазон, м	10	15	20	30	40	80
C_6, C_7, пФ	240	360	470	680	1000	1800
L1, число витков	4	5	6	8	10	15

Усилители большей мощности для радиолюбительских передатчиков в настоящее время целесообразно собирать на лампах, так как транзисторные усилители на 50...200 Вт значительно дороже ламповых, требуют мощных низковольтных источников питания, которые сложнее высоковольтных и обязательно должны быть снабжены устройствами защиты от рассогласования с нагрузкой.

Схема линейного усилителя с выходной мощностью 50 Вт на диапазон 3,5...30 МГц приведена на рис. 7.27. В усилителе применен лучевой двойной триод ГУ-42 (или ГУ-19), половины которого включены параллельно. Смещение на управляющие сетки VL1 получено с помощью стабилитрона VL1, включенного в цепь катода VL1, благодаря чему при изменении тока через лампу от 50 мА без возбуждения до 200 мА при максимуме возбуждения напряжение смещения на управляющих сетках остается неизменным.

Согласование усилителя с нагрузкой осуществляется П-контуром — C6L2, L3C7. Такой контур позволяет легко согласовать усилитель с антенной при изменении ее входного сопротивления в широких пределах и обеспечивает хорошую фильтрацию гармоник выходного сигнала.

Дроссель L1 намотан на каркасе диаметром 18 мм проводом ПЭШО 0,35 мм. От конца, соединенного с C1, наматывается виток к витку 120 витков, а далее еще 35 витков с шагом 1 мм.

Катушка L2 содержит 5 витков проводом ПЭВ-2 1 мм, диаметр витков 7 мм, длина катушки — 10 мм.

Катушка L3 намотана на оправке диаметром 25 мм проводом ПЭВ-2 1,5 мм и содержит 7 витков с шагом 3 мм.

Катушка L4 намотана на каркасе диаметром 25 мм проводом ПЭВ-2 1 мм и содержит (считая от конца, соединенного с L3) 5 витков с шагом

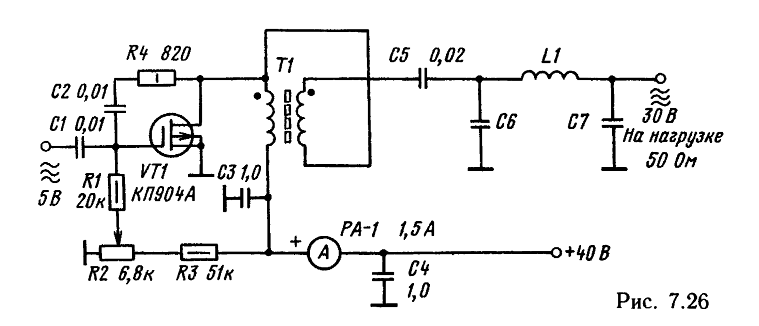


Рис. 7.26

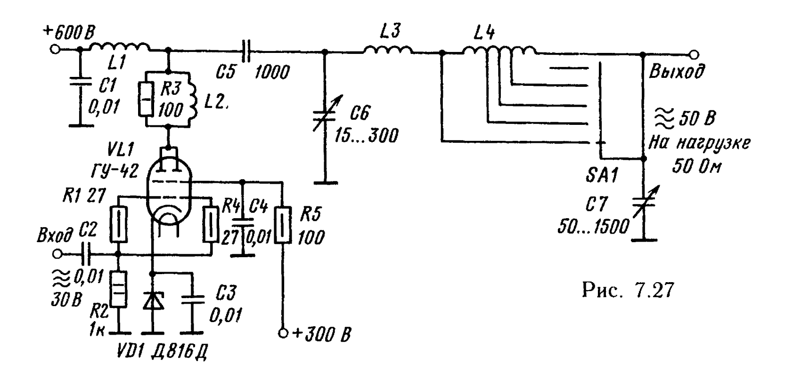


Рис. 7.27

2 мм, 7 витков с шагом 2 мм, 10 витков с шагом 1,5 мм и 10 витков с шагом 1,5 мм.

Для полного возбуждения этого усилителя на его входе требуется мощность не менее 1 Вт.

Схема линейного усилителя с выходной мощностью 150 Вт по схеме с заземленным катодом приведена на рис. 7.28. Как и усилитель по схеме рис. 7.27, он работает от возбудителя мощностью 1 Вт. Большой коэффициент усиления по мощности вызвал необходимость применить для обеспечения устойчивой работы усилителя нейтрализацию проходной емкости VL1.

На входе усилителя включены контуры с катушками связи, обеспечивающими входное сопротивление усилителя равным 75 Ом. Катушки L1 — L12 намотаны на каркасах диаметром 9 мм с сердечниками СЦР-1. Катушки связи L2, L4, L6, L8, L10 и L12 намотаны поверх контурных катушек L1, L3, L5, L7, L9 и L11 соответственно у концов, соединенных с C14. Все катушки намотаны виток к витку, катушки связи — проводом ПЭШО-0,31, контурные — ПЭШО-0,44. Число витков катушек входных контуров приведено в табл. 7.2.

Таблица 7.2

Диапазон, м	80	40	30	20	15	10
Катушка, число витков:						
связи	10	5	4	3	2	2
контурная	30	18	12	9	5	4

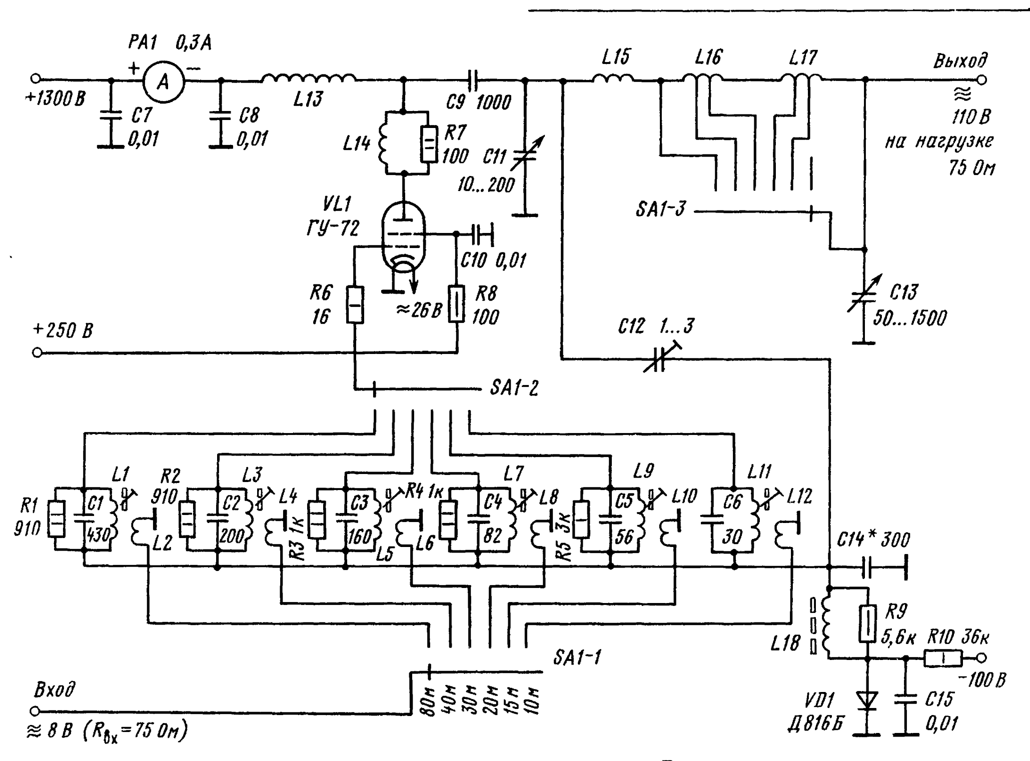


Рис. 7.28

Дроссель L13 намотан на фторопластовом стержне диаметром 21 мм проводом ПЭВ-2 0,35 мм. Намотка разбита на 5 секций с расстояниями между ними 3 мм. Первая от соединенного с C8 конца дросселя секция намотана виток к витку, длина секции 30 мм. Таким же способом намотаны вторая — длиной 20 м, третья — длиной 15 мм и четвертая — длиной 10 мм. Последняя секция намотана с шагом 0,5 мм и содержит 24 витка Зазоры между секциями — 3 мм.

Катушка L14 выполнена на оправке диаметром 8 мм проводом ПЭВ-2 1 мм, содержит 5 витков при длине катушки 10 мм.

Нейтрализация усилителя осуществляется емкостным делителем напряжения C12 — C14.

Катушки П-контура выполнены следующим образом: L15 и L16 на оправке диаметром 40 мм проводом ПЭВ-2 1,8 мм, число витков L15 — 4 при длине катушки 24 мм, L16 (считая от конца, соединенного с L15) — 2+5+2 витка, общая длина L16 равна 36 мм. Катушка L17 намотана на каркасе диаметром 60 мм проводом ПЭВ-2 1,5 мм. Она содержит 3 витка с шагом 3 мм и 9 витков с шагом 2 мм (считая от конца, соединенного с L16).

Дроссель L18 — стандартная индуктивность Д 0,1 470 мкГн.

Кроме нейтрализации, предотвращающей самовозбуждение усилителя на рабочей частоте, в усилителе по схеме рис. 7.28 приняты следующие меры по предотвращению самовозбуждения: микроволновому самовозбуждению препятствуют резисторы R6 и R7, самовозбуждение на длинных волнах, в котором участвуют дроссели в цепях анода и управляющей сетке, предотвращено шунтированием сеточного дросселя резистором R9.

Высокой линейностью и хорошей устойчивостью обладают ламповые УМ, выполненные по схеме с заземленной сеткой. Такие усилители требуют для их возбуждения значительной мощности. На рис. 7.29 приведена часть схемы такого усилителя с выходной мощностью 200 Вт. Входное сопротивление усилителя около 300 Ом. Для получения 200 Вт на выходе к входу этого усилителя надо подвести около 50 Вт (они не теряются, а поступают на выход усилителя) и подать на анод VL1 постоянное напряжение +1500 В.

Дроссель L1, L2 питания катода VL1 выполнен следующим образом: на сердечник от магнитной антенны переносного приемника (ферритовый стержень с проницаемостью от 200 до 2000 и длиной 120...150 мм) сначала наматывается слой лакоткани, а затем выполняется обмотка двумя параллельными проводами ПЭВ-2 1,2 мм на всю длину сердечника.

Анодная цепь VL1 (дроссель питания, цепь предотвращения самовозбуждения в микроволновом диапазоне и П-контур) такие же, как у усилителя по схеме рис. 7.28.

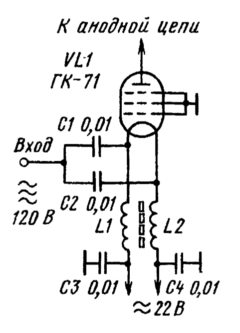


Рис. 7.29

7.3. ПРИЕМНИКИ ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ СВЯЗИ

Параметры приемников

Сигналы дальних любительских радиостанций обычно очень слабы, а принимать их приходится в условиях, когда близко по частоте работают местные любительские радиостанции и в соседнем вещательном диапазоне работают сотни радиопередатчиков, мощности которых в тысячи раз превышают мощность передатчиков радиолюбителей. По этой причине радиоприемники для любительской связи должны иметь значительно лучшие чувствительность и реальную избирательность по сравнению с радиовещательными приемниками.

Приемники любительских КВ радиостанций должны иметь чувствительность 0,5—5 мкВ, УКВ — 0,1—1 мкВ. Реальная избирательность приемников для любительской радиосвязи должна характеризоваться ослаблением помех по соседнему и побочным каналам приема на 60...100 дБ.

Полоса пропускания приемника для любительской радиосвязи должна быть согласована с полосами сигналов любительских передатчиков: для приема телеграфных сигналов нужна полоса пропускания 100...300 Гц, для приема однополосной телефонии — 2...3 кГц.

Повышенные требования по сравнению с радиовещательными приемниками предъявляются к приемникам для любительской связи и в отношении стабильности частоты настройки.

Для приема телеграфных сигналов и однополосной телефонии необходима абсолютная стабильность частоты приема, характеризуемая уходом частоты не более чем на 50...100 Гц за время проведения связи.

Структурные схемы любительских приемников

На рис. 7.30 приведена структурная схема часто применяемого радиолюбителями приемника прямого преобразования. В таком приемнике сигналы принимаемых радиостанций сразу преоб-

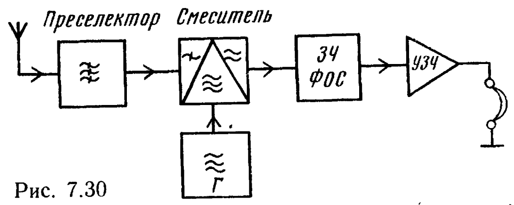


Рис. 7.30

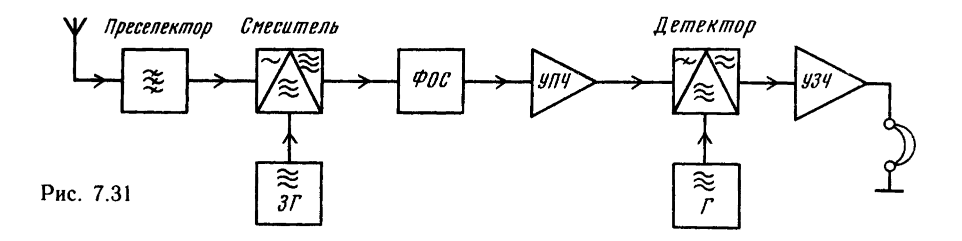


Рис. 7.31

разуются в сигналы ЗЧ. Фильтр основной селекции выполняется на звуковой частоте, необходимое усиление осуществляется в УЗЧ. Существенным недостатком приемника по этой схеме является невозможность подавления зеркального канала приема, который непосредственно примыкает в приемнике прямого преобразования к основному каналу приема.

На рис. 7.31 приведена структурная схема приемника с одним преобразованием частоты. У такого приемника «зеркальный» канал приема отстоит от основного на удвоенное значение частоты настройки фильтра основной селекции и УПЧ. При использовании в качестве ФОС электромеханических фильтров на частоту 500 кГц такой приемник можно выполнить для работы только в диапазонах 160 и 80 м. При использовании в качестве ФОС монолитного кварцевого фильтра на частоту 8815 кГц приемник с одним преобразованием частоты можно выполнить для работы на всех КВ диапазонах.

На рис. 7.32 приведена структурная схема приемника с двумя преобразованиями частоты. Такой приемник можно выполнить с первой ПЧ, равной 5,5 МГц, и ФОС и УПЧ на частоте 500 кГц. При этом гетеродин второго смесителя частот работает на частоте 5000 кГц и частота гетеродина, подключенного к смесительному детектору, может быть получена делением частоты 5000 кГц на 10 (штриховая линия связи на рис. 7.32).

По структурной схеме рис. 7.33 можно выполнить приемник для работы в диапазонах 2 м и 70 см. Для получения требуемой стабильности частоты настройки генератор Г выполняется с кварцевой стабилизацией и его частота умножается до значения 116 мГц для работы в диапазоне 2 м или до 402 мГц для работы в диапазоне 70 см. Смеситель частот преобразует УКВ сигнал в сигнал любительского диапазона 10 м, прием которого осуществляется приемником по структурной схеме рис. 7.31 или 7.32.

Преселектор. Преселектор приемника для любительской связи должен обеспечивать согласование входа приемника с антенной и не пропускать на вход УРЧ мощные помехи, находя-

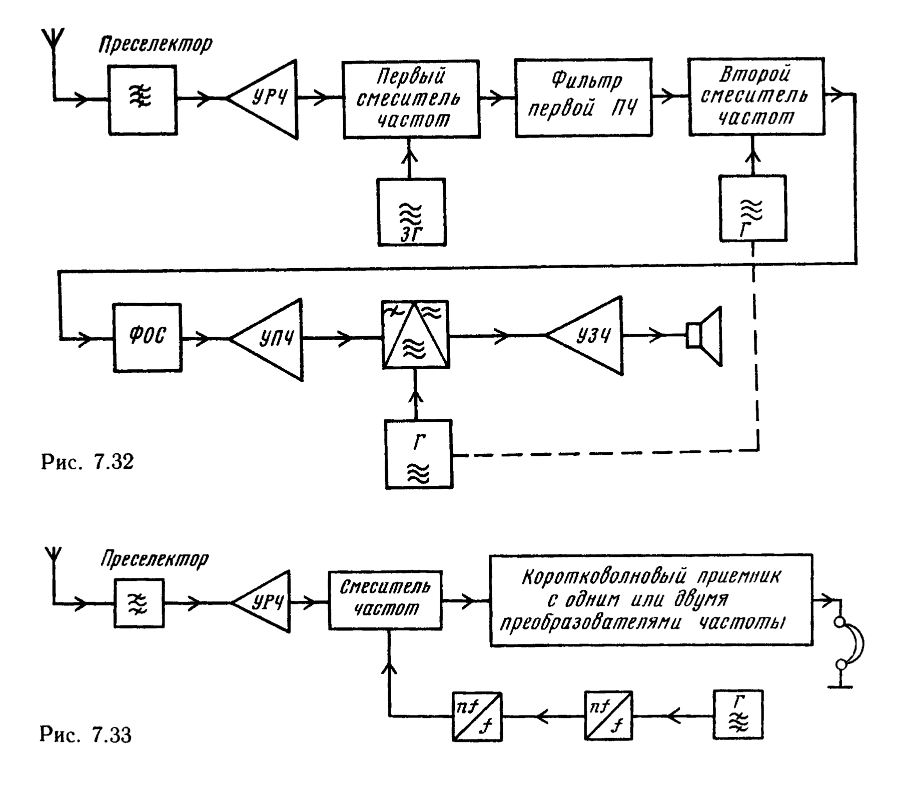


Рис. 7.32

Рис. 7.33

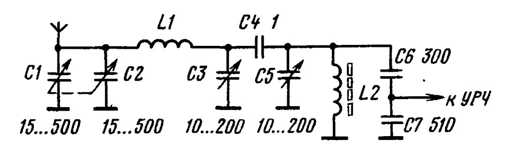


Рис. 7.34

щиеся на некотором удалении по частоте от принимаемого сигнала. На рис. 7.34 приведена схема преселектора, предназначенного для работы в диапазоне 80, м, где любительские станции нашей страны работают в узком участке (150 кГц, из них 50 кГц для работы телефоном).

Конденсатор C1, C2 служит для подбора связи с антенной; C3 настраивает входной контур на середину диапазона. Высокодобротный второй контур преселектора слабо связано с первым конденсатором C4 и точно настраивается на частоту принимаемого сигнала конденсатором C5.

Катушка L1 намотана на каркасе диаметром 20 мм проводом ПЭВ-2 0,72 мм и содержит 30 витков, намотка виток к витку. Катушка L2 намотана на тороидальном ферритовом сердечнике из материала 30 ВЧ-2 размерами 32×16×8 мм. Сердечник равномерно обмотан лакотканью и поверх нее проводом ПЭВ-2 1,5 мм с числом витков 12.

Усилители радиочастоты. Усилитель радиочастоты приемника для любительской связи должен иметь малый уровень собственных шумов и большой динамический диапазон. Сочетанием этих характеристик обладают усилители на полевых транзисторах.

На рис. 7.35 приведена схема усилителя на двухзатворном полевом транзисторе. Диоды VD1 и VD2 защищают транзистор VT1 от пробоя мощными сигналами, которые могут поступить от антенны. Для сохранения высокой линейности усилителя оба диода закрыты напряжением 3 В. При уменьшении постоянного напряжения на втором затворе VT1 от +5 до 0 В усиление каскада снижается на 40...60 дБ. Эквивалентное сопротивление контуров L1C2 и L2C8 должно быть 1...5 кОм. Этот усилитель может быть использован как при работе в диапазоне 2 м, так и в КВ диапазонах. Динамический диапазон усилителя по схеме рис. 7.35 до 80 дБ.

На рис. 7.36 приведена схема каскадного усилителя, который может быть использован для работы в КВ диапазонах. Эквивалентное сопротивление входного контура этого усилителя L1C2 может быть 5...10 кОм, сопротивление части контура, L2C6, включенного на выходе усилителя, 50...150 Ом. Подбором сопротивления резистора R4 устанавливается ток, потребляемый усилителем от источника питания около 100 мА. При этом динамический диапазон усилителя более 100 дБ.

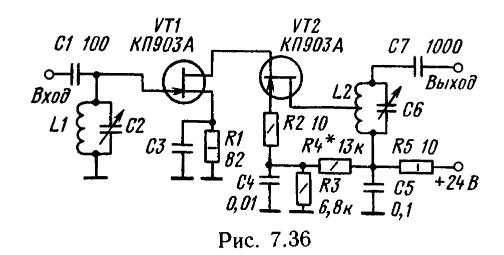


Рис. 7.36

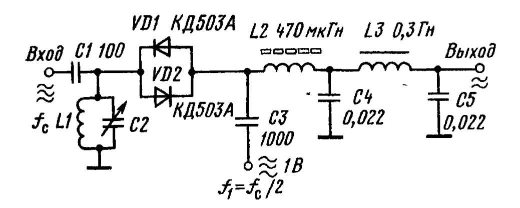


Рис. 7.37

Преобразователи частот. Гетеродины преобразователей частоты приемников для любительской связи должны иметь высокую стабильность частоты и могут быть выполнены по схемам задающих генераторов для передатчиков с кварцевой или параметрической стабилизацией частоты, которые описаны выше (рис. 7.7 — 7.11). Смесители частот этих преобразователей должны иметь большой динамический диапазон, так как они защищены по входу от воздействия мощных помех только преселектором и при наличии УРЧ контуром на его выходе. ФОС обычно включается непосредственно на выходе смесителя частот.

На рис. 7.37 приведена схема смесителя частот приемника прямого преобразования, собранного по схеме со встречно-параллельными диодами с полосовым фильтром ЗЧ на выходе. Для работы этого смесителя требуется частота сигнала гетеродина, равная половине частоты принимаемого сигнала. Полосовой фильтр C4L3C5 обес-

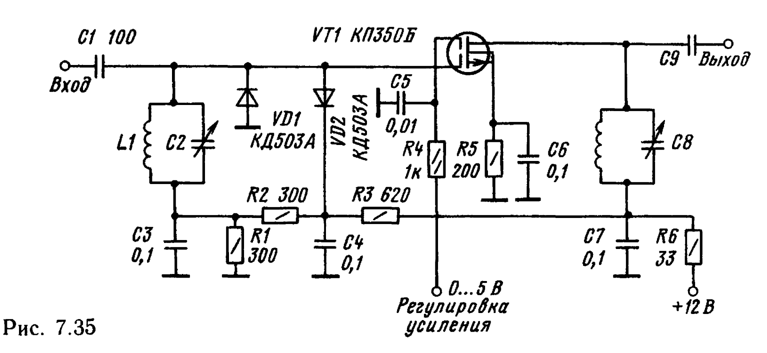


Рис. 7.35

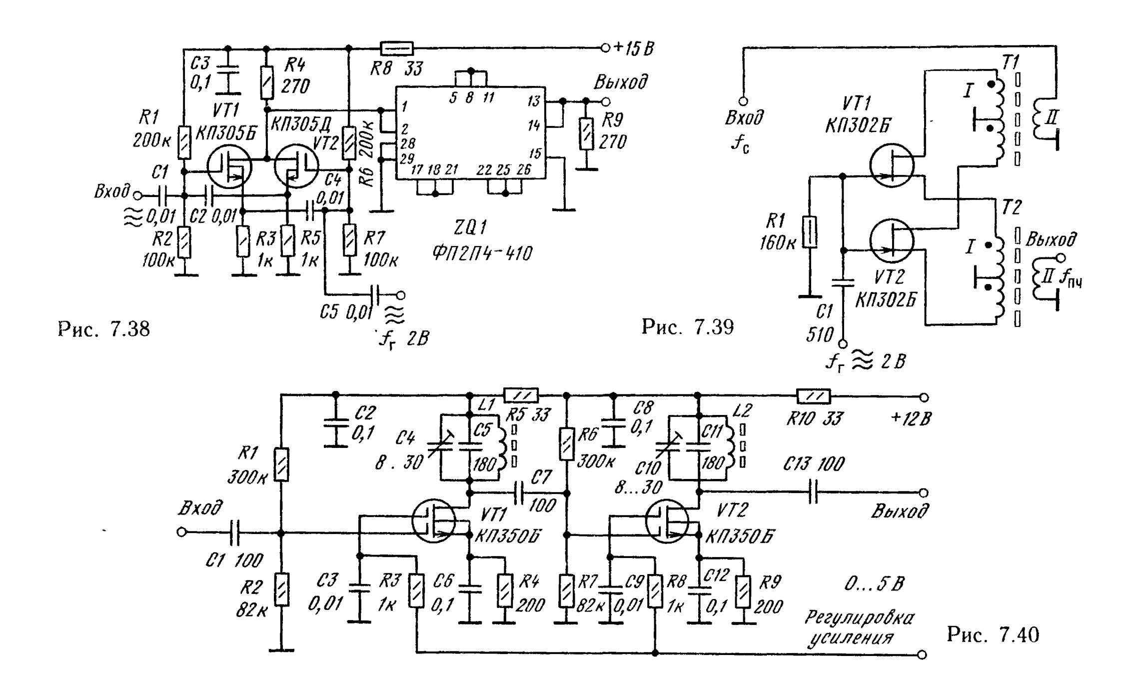


Рис. 7.38

Рис. 7.39

Рис. 7.40

печивает ширину полосы пропускания приемника около 2,5 кГц

На рис. 7.38 приведена схема смесителя для приемника с одним преобразованием частоты, без УРЧ и с использованием в качестве ФОС монолитного кварцевого фильтра на частоту 8815 кГц. Такой смеситель обеспечивает чувствительность приемника 1 мкВ и динамический диапазон около 90 дБ. Как для сигнала, так и со стороны гетеродина этот смеситель имеет входное сопротивление около 300 Ом и его целесообразно подключать к остальным элементам приемника через эмиттерные или истоковые повторители на мощных малошумящих транзисторах КТ606Б, КП902Б.

Динамический диапазон до 100 дБ имеет смеситель частот на управляемых резисторах, в качестве которых используются полевые транзисторы. Схема такого смесителя приведена на рис. 7.39. Трансформаторы Т1 и Т2 обеспечивают работу смесителя при входных сигналах в диапазоне частот 1,8...30 МГц и выходных сигналах ПЧ в диапазоне 2...9 МГц. Трансформаторы Т1 и Т2 одинаковые. Они намотаны на тороидальных ферритовых сердечниках марки ВЧ-30 размерами 12×6×4 мм. Первичная обмотка мотается двумя скрученными проводами ПЭШО 0,25 мм, образуя обмотку 2×4 витка. Вторичная обмотка выполнена проводом ПЭШО 0,44 мм и содержит 16 витков. Эквивалентные сопротивления источника входного сигнала и нагрузки по ПЧ для смесителя по схеме рис. 7.39 2...3 кОм, входное сопротивление смесителя для гетеродина — около 20 кОм.

Усилители промежуточной частоты. Для исключения перегрузки второго смесителя частот в приемнике с двойным преобразованием частоты усилители на первой ПЧ не используются. Все необходимое усиление до детектора обеспечивается усилителем второй ПЧ. Такой усилитель на частоту 500 кГц, включаемый после ФОС (электромеханического фильтра) изображен на рис 7.40. В качестве катушек контуров этого усилителя использованы стандартные дроссели Д 0,1 470 мкГн.

Регулировка усиления изменением напряжения на вторых затворах VT1 и VT2 обеспечивается не менее чем на 100 дБ.

Детекторы для приема однополосных сигналов. Для приема однополосных сигналов при работе телефоном, как и для приема телеграфных сигналов, в приемниках для любительской связи применяют синхронные детекторы, в которых сигнал гетеродина восстанавливает подавленную несущую частоту. На рис. 7.41 приведена схема детектора однополосных сигналов, собранного на двухзатворном полевом транзисторе.

В качестве детектора для приема однополосных сигналов может быть применен и смеситель

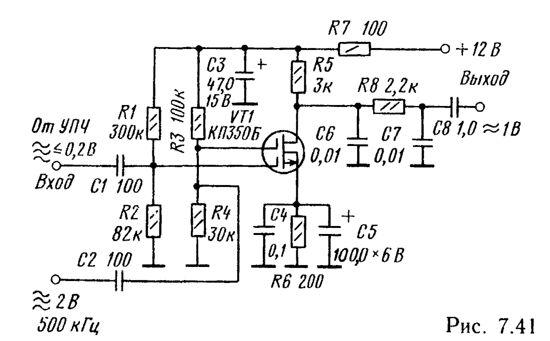


Рис. 7.41

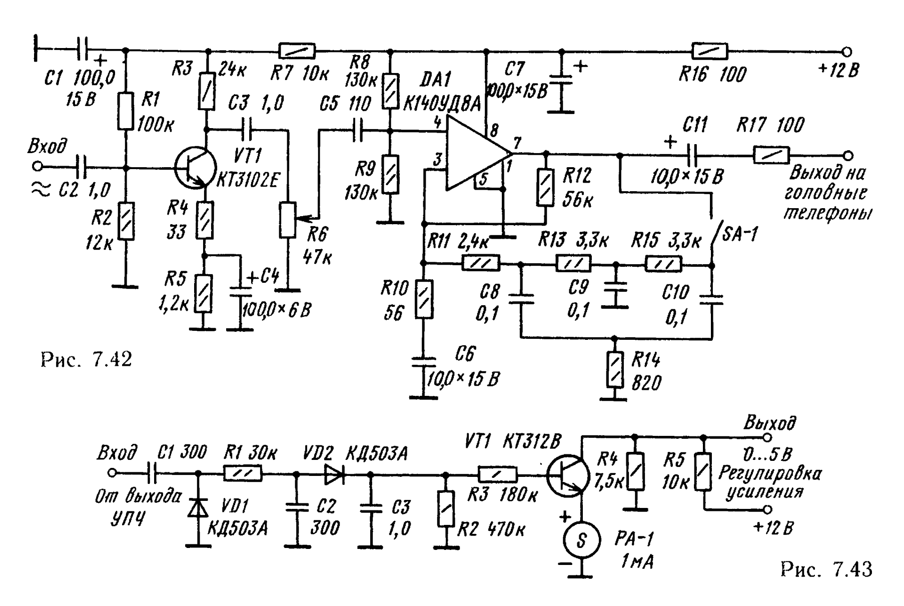


Рис. 7.42

Рис. 7.43

на встречно-параллельных диодах (рис. 7.37). Для работы после УПЧ на 500 кГц на такой детектор надо подать напряжение гетеродина с частотой 250 кГц.

Усилители звуковой частоты. УЗЧ супергетеродинных приемников для любительской радиосвязи не отличаются принципиально от таких усилителей радиовещательных приемников. Существенно более высокие требования по усилению и уровню шумов предъявляются к УЗЧ приемника прямого преобразования. Схема такого УЗЧ с дополнительным фильтром, позволяющим сузить полосу пропускания для приема телеграфных сигналов, приведена на рис. 7.42. На входе усилителя включен малошумящий усилитель на транзисторе VT1. Основное усиление (около 1000 по напряжению) осуществляется операционным усилителем ДА-1. SA-1 отключает двойной Т-мост от цепи ООС, охватывающей ДА-1 при приеме телефонных сигналов. При приеме телеграфных сигналов Т-мост может быть подключен, так что полоса частот УЗЧ сужается до 200 Гц.

S-метр. Измерение силы принимаемых сигналов возможно в приемнике, имеющем эффективную систему АРУ. Принятая радиолюбителями шкала показаний S-метра приведена в табл. 7.3. На рис. 7.43 дана схема детектора и усилителя АРУ приемника с S-метром с регулируемыми каскадами УРЧ и УПЧ, выполненными на двухзатворных полевых транзисторах КП350Б с управлением усиления напряжения на вторых затворах. При наличии не менее трех таких регулируемых каскадов усиления обеспечивается практически линейная шкала S-метра от S3 до S9+60 дБ.

7.4. ТРАНСИВЕРЫ

Любительские передатчики и приемники, выполненные с использованием преобразователей частоты, имеют много одинаковых элементов. Поэтому объединение приемника и передатчика в одну конструкцию позволяет уменьшить общее число деталей приемно-передающей радиостанции. Такая объединенная конструкция получила название «трансивер». Структурная схема трансивера с одним преобразованием частоты приведена на рис. 7.44. При приеме сигнал от антенны через антенный коммутатор поступает на УРЧ, проходит через фильтр частоты сигнала и поступает на смеситель, на который подано напряжение от общего для приемника и передатчика задающего генератора. С выхода смесителя сигнал ПЧ поступает на ФОС — кварцевый фильтр (например, на частоту 8815 кГц). Усиленный в УПЧ сигнал поступает на смеситель-детектор, на который подано напряжение от общего для при-

Таблица 7.3

Напряжение сигнала на входе приемника, мкВ	0,2	0,4	0,8	1,5	3	6	12	25	50	150	500	1500	5000	15 000	50000
Показания S-метра	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S9+10	S9+20	S9+30	S9+40	S9+50	S9+60

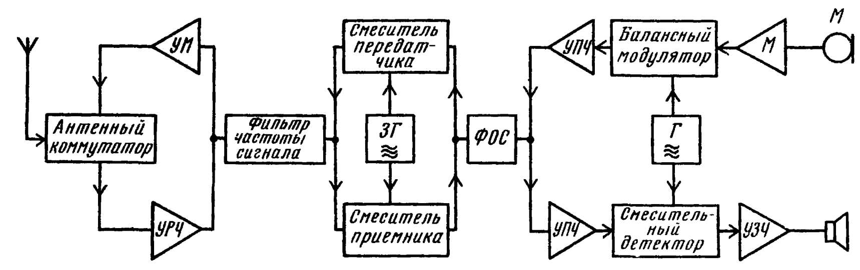


Рис. 7.44

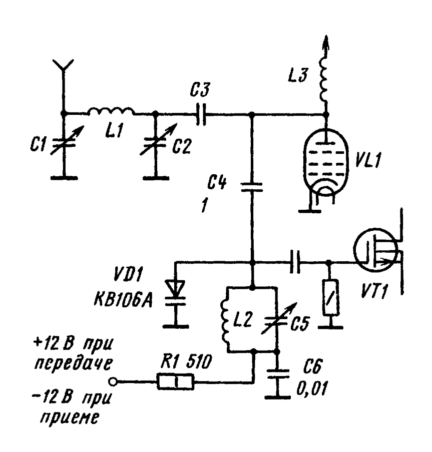


Рис. 7.45

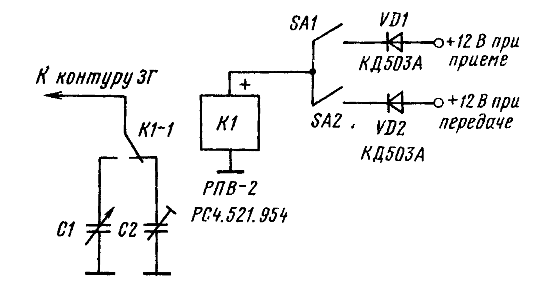


Рис. 7.46

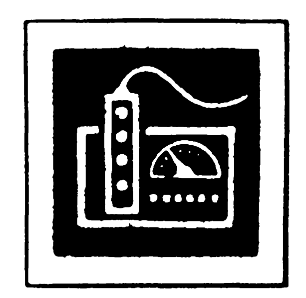
емника и передатчика генератора опорной частоты (в нашем примере 8815 кГц). Выделенный сигнал звуковой частоты усиливает УЗЧ.

При передаче сигнал от микрофона усиливается в модуляторе и поступает на балансный модулятор, с выхода которого сигнал с подавленной несущей поступает на усилитель и далее на кварцевый фильтр, который пропускает только одну боковую полосу. Сформированный однополосный сигнал смесителем передатчика переносится на частоту сигнала, которую принимал приемник (частоты опорного и задающего генераторов при переходе на передачу не изменяются). Пройдя через фильтр частоты сигнала, однополосный сигнал поступает на линейный усилитель мощности и через антенный коммутатор — в антенну.

Формирование в трансивере передаваемого сигнала точно на частоте приема очень удобно для любительских радиостанций, так как обычным способом начала радиосвязи между радиолюбителями является ответ на частоте вызываемой радиостанции.

В трансиверах используются описанные выше фильтры, смесители, усилители, балансные модуляторы и детекторы, применяемые в обычных любительских приемниках и передатчиках. В качестве антенного коммутатора может быть применено высокочастотное реле. Схема электронного переключателя прием-передача приведена на рис. 7.45. Антенна постоянно подключена к П-контуру C1L1C2 усилителя мощности передатчика, в котором работает VL1. При приеме напряжение сигнала с «горячего» конца П-контура через конденсатор связи СЧ поступает на высокодобротный входной контур УРЧ приемника L2C5. Подключенный к этому контуру мощный варикап VD1 закрыт отрицательным напряжением —12 В и добротности контура L2C5 не снижает. При передаче на VD1 поступает положительное напряжение, через него течет ток более 20 мА и сопротивление, подключенное к затвору УРЧ приемника VT1, уменьшается более чем в 1000 раз. Коммутатор по схеме рис. 7.45 можно использовать в трансиверах с выходной мощностью передатчика до 50 Вт.

В процессе двухсторонней радиосвязи на трансивере может возникнуть необходимость несколько изменить частоту приема, сохранив частоту передачи неизменной, либо изменить частоту передачи, сохранив частоту приема. На рис. 7.46 приведена схема подстройки частоты ЗГ, позволяющая реализовать эти варианты в трансивере. Для управления независимой расстройкой трансивера служат два тумблера SA1 и SA2, имеющие соответственно надписи «прием» и «передача». При выключении обоих тумблеров частота настройки трансивера как при приеме, так и при передаче определяется емкостью C2. При включении только SA1 при передаче частота настройки остается прежней, а при приеме будет изменяться при помощи C1, имеющего надпись «расстройка». При включении только SA2 «расстройка» будет действовать при передаче и отключаться при приеме. При включении обоих тумблеров «расстройка» действует и при приеме, и при передаче.



АВТОМАТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

РАЗДЕЛ 8

Содержание

8.1. Общие сведения 271
8.2. Типы и конструкции датчиков 272
8.3. Схемы включения датчиков 277
8.4. Электронные узлы автоматических устройств 278
8.5. Аналоговые устройства автоматики 287
Усилители (287). Устройства дистанционного управления (288). Регулирующие устройства (292)
8.6. Электронные реле 293
8.7. Сигнализаторы и индикаторы 297
8.8. Устройства на логических элементах 304
Логические элементы автоматики (304)
8.9. Практические схемы устройств на логических элементах 314

8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Слово «автомат» в переводе с греческого языка означает — «самодействующий», поэтому под автоматикой понимается отрасль науки и техники, занимающаяся разработкой теории и принципов построения устройств и систем управления техническими процессами, действующими без непосредственного участия человека.

Устройства, которые осуществляют контроль или управление различными процессами без участия человека в выполнении данных функций называются *автоматическими устройствами.*

Совокупность автоматического устройства с объектом контроля или управления образует систему автоматики — автоматическую систему контроля или автоматическую систему управления (регулирования).

Структурные схемы систем приведены на рис. 8.1.

Автоматическая система контроля (рис. 8.1, *а*) осуществляет сравнение измеряемой величины с заданным ее значением (эталоном) и фиксирует результат сравнения в форме удобной для наблюдения, передачи или длительного хранения.

Контролируемая величина с контролируемого объекта (КО) измеряется и преобразуется в электрическую величину (ток, напряжение и т. п.) с помощью датчика (Д). С выхода датчика преобразованный сигнал подается на сравнивающее устройство (СУ), в котором осуществляется его сравнение с сигналом эталонной величины, поступающим от задающего устройства (ЗУ). Результат сравнения подается на воспроизводящее устройство (ВУ), которое указывает, сигнализирует или записывает значение контролируемой величины.

Структурная схема автоматической системы управления приведена на рис. 8.1, *б*. Задающее устройство выдает управляющий сигнал на вход управляющего устройства (УУ), приводящего в действие исполнительное устройство (ИУ), воздействующее на управляемый объект (УО).

Для автоматического поддержания какой-либо физической величины на заданном уровне применяется автоматическая система регулирования (рис. 8.1, *в*), где ЗУ — задающее устрой-

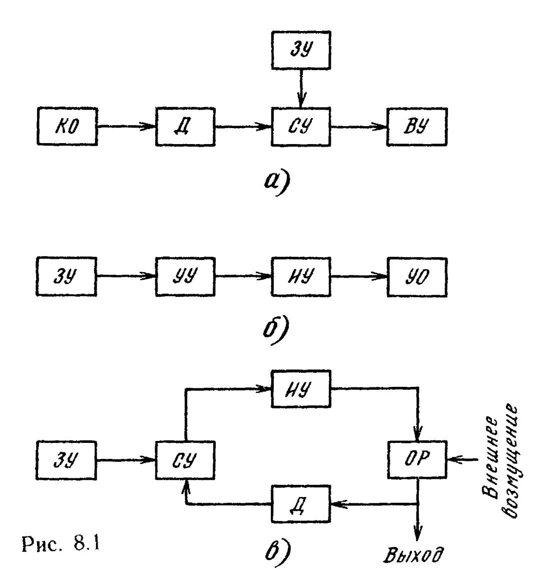


Рис. 8.1

ство, ОР — объект регулирования. При значительном расстоянии между управляющим объектом и пунктом управления применяются системы телемеханики, которые отличаются от систем автоматики дополнительным включением передатчика, линии связи и приемника.

На рис. 8.2 показаны структурные схемы систем телемеханики: телеизмерения (рис. 8.2, *а*), телеуправления (рис. 8.2, *б*), телерегулирования (рис. 8.2, *в*), где П, ЛС, ПР означают — передатчик, линия связи и приемник. Дальнейшее совершенствование систем автоматического управления привело к созданию самонастраивающихся систем управления — кибернетических автоматов, способных приспосабливаться к непредвиденно изменившимся (или новым) внешним воздействиям и продолжать выполнять свои функции. Кибернетические устройства включают в себя кроме элементов автоматики и радиоэлектроники еще и элементы вычислительной техники, позволяющие решать логические задачи.

Все устройства автоматики, телемеханики, вычислительной техники состоят из отдельных эле-

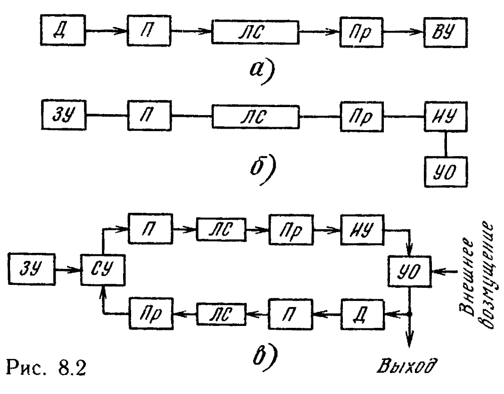


Рис. 8.2

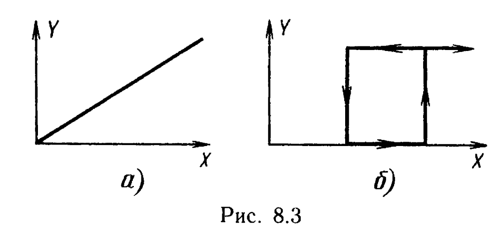


Рис. 8.3

ментов, которые по своему функциональному назначению можно разделить на следующие основные группы — датчики, усилители, электронные преобразовательные устройства, исполнительные устройства, элементы вычислительной техники.

В зависимости от характера входных и выходных сигналов автоматические устройства делятся на устройства непрерывного и прерывистого действия и называются соответственно аналоговыми и дискретными. Дискретные устройства подразделяются на релейные и импульсные.

В аналоговых устройствах контролируемый или регулируемый параметр X и выходной параметр Y изменяются непрерывно (рис. 8.3, *а*). В релейных устройствах входной параметр X изменяется непрерывно, а выходной параметр Y появляется лишь при достижении входным параметром некоторого заданного значения (рис. 8.3, *б*). В импульсных устройствах входной X и выходной Y параметры представляют собой импульсы различной длительности, частоты или амплитуды. Чаще всего входные и выходные дискретные сигналы имеют два уровня: отсутствие сигнала условно принимается за «0», наличие сигнала — за «1» Дискретные автоматические устройства применяют для контроля, регулирования процессов, а также для выполнения логических операций от простейших (автоматы продажи билетов, газет и т. п.) до очень сложных (компьютеры, экстремальные и самонастраивающиеся регуляторы и т. п).

При создании автоматических устройств необходимо правильно выбрать и спроектировать датчик, рассчитать электронные блоки, выбрать соответствующий измерительный или регистрирующий прибор и исполнительное устройство.

8.2. ТИПЫ И КОНСТРУКЦИИ ДАТЧИКОВ

Датчики можно классифицировать по виду преобразуемой энергии и виду энергии, в которую осуществляется преобразование.

Разнообразным формам движения материи в принципе построения датчиков соответствуют различные физические явления: механические, электрические, магнитные, электромагнитные (включая радиоволны и свет), химические, тепловые, ядерные и др. Поскольку датчик преобразует один вид энергии в другой, перечисленные явления позволяют в сочетании по два образовать более ста классов датчиков. При этом каждый класс включает несколько видов преобразуемых параметров. Так, механоэлектрический датчик может преобразовывать в электрическую

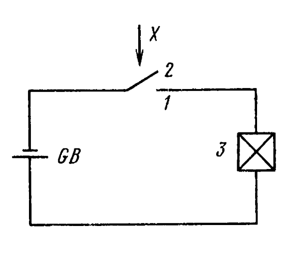


Рис. .8.4

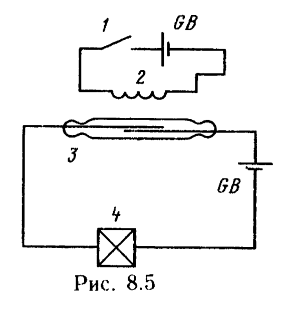


Рис. 8.5

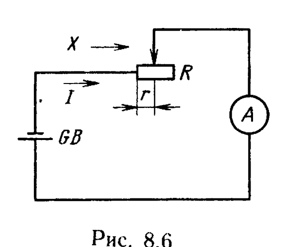


Рис. 8.6

величину перемещения, силу (давление), скорость или ускорение. Поэтому внутри каждого класса датчиков имеется целый ряд групп. Внутри группы преобразования могут осуществляться несколькими способами и иметь существенные конструктивные особенности. Соответственно количество различных датчиков, применяемых в автоматических устройствах, исчисляется тысячами. Далее приводится лишь несколько типичных примеров.

Контактные датчики. Контактные датчики являются простейшими преобразователями таких неэлектрических величин, как перемещение, в электрический сигнал.

Датчик (рис. 8.4) состоит из неподвижного контакта *1* и якоря, на котором устанавливается подвижный контакт *2*. Если контакты включить последовательно с источником ЭДС E и исполнительным устройством 3 и подать на якорь входной сигнал X (механическое перемещение), то исполнительное устройство будет включаться в зависимости от перемещения якоря.

Основными характеристиками контактного датчика являются порог срабатывания, в основном определяемый зазором между разомкнутыми контактами, и номинальный ток контактов. Чем меньше зазор, тем чувствительнее датчик, однако уменьшение зазора ограничивается опасностью пробоя контактов (возникновения дуги). Дуга возникает при превышении допустимых значений напряжения на разомкнутых контактах или тока в цепи замкнутых контактов.

В качестве контактных датчиков успешно применяются магнитоуправляемые герметичные контакты — герконы, представляющие собой два контакта в стеклянном вакуумном баллоне, замыкающиеся под действием магнитного или электрического поля (табл. 8.1). Если геркон 3 поместить в катушку 2 (рис. 8.5), то при пропускании через нее тока (при замыкании ключа 1) свободные концы контактов геркона, изготовленные из магнитного материала, намагничиваются и замыкаются, вызывая протекание тока через исполнительное устройство 4.

Таблица 8.1. **Основные параметры герконов**

Параметр	Тип геркона			
	КЭМ-1	КЭМ 2	МКВ-1	МУПЗВ-1
Размеры, мм	∅ 5,4×50	∅ 3×20	∅ 4,6×23	∅ 6,2×42
Максимальное время срабатывания, мс	3	1	0,5	2

Реостатные датчики. Реостатные датчики предназначены для преобразования перемещения в электрический сигнал и представляют собой переменный резистор, положение движка которого зависит от воздействия линейного или углового перемещения. Простейшая схема включения реостатного датчика показана на рис. 8.6.

При перемещении движка потенциометра R под действием усилия X изменяется сопротивление r в измерительной цепи, а следовательно, и ток $I \approx E/r$ (если сопротивления прочих элементов цепи незначительны).

Конструктивно реостатный датчик часто выполняется из манганиновой или константановой проволоки, намотанной на каркас: перемещаемый движок (щетка) выполняется из фосфористой бронзы или серебра.

Реостатный датчик может быть собран и из нескольких нерегулируемых резисторов (рис. 8.7). При перемещении штока 1 под действием усилия X происходит поочередное замыкание секций R1, R2, R3 и т. д., изменяющее сопротивление между зажимами A и B.

Термочувствительные датчики. В качестве преобразователя температуры в электрический сигнал часто применяется терморезистор — элемент, сопротивление которого зависит от температуры окружающей среды.

Зависимость удельного сопротивления от температуры для металлических проводников определяется выражением

$$\rho_t \approx \rho_0(1+\alpha t),$$

где ρ_0 — удельное сопротивление проволоки при температуре $t=0$ °C; α — температурный коэффициент сопротивления; t — температура окружающей среды.

При температуре до 100...150 °C часто используют медную проволоку ($\alpha=0{,}004$ 1/° C), при температуре до 250...300 °C — никелевую проволоку ($\alpha=0{,}0046$ 1/°C). Для более высоких тем-

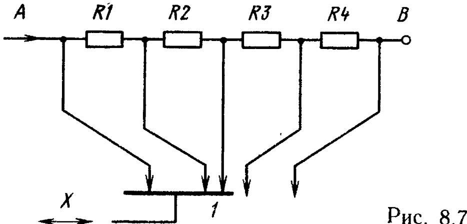


Рис. 8.7

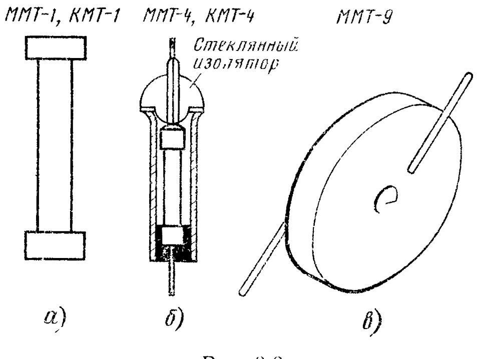


Рис. 8.8

ператур (до 500...800 °С) применяют платиновую проволоку ($\alpha=0{,}00398$ 1/°С). Конструктивно проволочный терморезистор представляет собой термостойкий каркас из фарфора, слюды или кварца с намотанной на него проволокой диаметром 0,05...0,1 мм. Каркас с намоткой помещают в защитный кожух из кварца, стали или другого термостойкого материала.

Широкое распространение получили полупроводниковые терморезисторы, удельное сопротивление которых уменьшается с увеличением температуры (при изменении температуры от 0 до 100 °С примерно в 10 раз).

На рис. 8.8 показаны некоторые конструкции терморезисторов прямого подогрева.

Часто терморезисторы используются в цепях управления реле. Для этой цели могут применяться терморезисторы, вольт-амперная характеристика которых в необходимом диапазоне температур имеет максимум (рис. 8.9). При температуре t_1 через цепь, состоящую из терморезистора, источника ЭДС E и резистора R, протекает ток I_1, определяемый точкой пересечения нагрузочной характеристики (прямой BC) с характеристикой терморезистора. С увеличением температуры до значения, большего t_3, ток в цепи скачком возрастает до значения I_a. Возвращение цепи в исходное состояние происходит при температуре t_2, которой соответствует вольт-амперная характеристика терморезистора, касательная своей вогнутой частью к прямой BC.

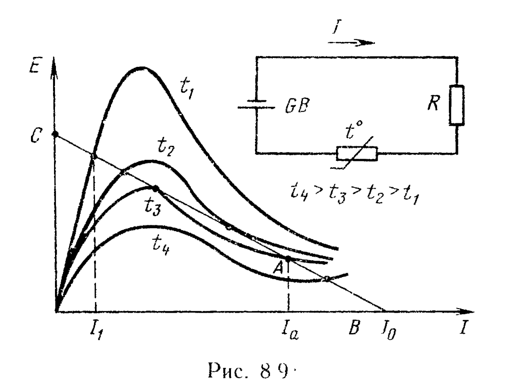


Рис. 8.9

Рис. 8.10

Широко применяются также термоэлектрические датчики — термопары. Термопара (рис. 8.10, *а*) представляет собой соединение двух разнородных металлических проводников, в спае которых (точка А) возникает ЭДС, пропорциональная температуре спая. С увеличением температуры спая ЭДС возрастает. При использовании термопар важно, чтобы температура свободных концов (точки Б и В) была неизменной.

Для температур до 1100 °С применяют термопары типа хромель (сплав 90 % никеля и 10 % хрома) — алюмель (сплав 2 % алюминия и 94 % никеля с небольшими добавками кремния и железа) или хромель — копель (56,5 % меди и 43,5 % никеля); при температурах 1000... 1700 °С — термопары из платины и платинородиевых сплавов, а также вольфрамо-молибденовые термопары (табл. 8.2).

Постоянство температуры свободных концов термопары обеспечивается термостатированием.

При измерении термоЭДС милливольтметром (рис. 8.10, *б*) ток в цепи определяется формулой

Таблица 8.2. **Зависимость термоЭДС от температуры для различных типов термопар**

Температура, °С	ТермоЭДС, мВ				
	Медь — копель	Железо — копель	Хромель — копель	Хромель — копель	Платино — родий — платина
—20	—0,86	—1,05	—1,27	—0,77	—0,109
0	0	0	0	0	0
20	0,89	1,09	1,31	0,8	0,115
100	4,75	5,75	6,95	4,1	0,64
200	10,29	12	14,65	8,13	1,421
300	16,48	18,1	22,9	12,21	2,31
400	23,13	24,55	31,48	16,39	3,243
500	30,15	30,9	40,15	20,64	4,21
600	34.47	37,4	40,9	24,9	5,212
700	—	44,1	57,75	29,14	6,249
800	—	51,15	66,4	33,31	7,32
900	—	—	—	37,36	8,426
1000	—	—	—	41,31	9,566
1100	—	—	—	45,14	10,741
1200	—	—	—	48,85	11,95
1300	—	—	—	52,41	13,153
1400	—	—	—	—	
1500	—	—	—	—	
1600	—	—	—	—	

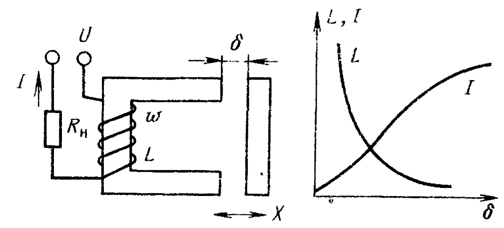


Рис. 8.11

$$I=E/(R_м+R_п+R_т),$$

где E — термоЭДС, $R_м$, $R_п$, $R_т$ — сопротивления милливольтметра, проводов и термопары соответственно.

Напряжение на зажимах милливольтметра

$$U=E-I(R_п+R_т)=ER_м/(R_м+R_п+R_т).$$

Чем больше сопротивление милливольтметра $R_м$ по сравнению с сопротивлением проводов и термопары, тем больше измеряемое напряжение и, следовательно, тем выше точность измерения.

Индуктивные датчики. Ряд систем регулирования перемещений или усилий основан на применении индуктивных датчиков, действие которых определяется зависимостью индуктивности катушки от магнитного сопротивления сердечника. Например, индуктивность преобразователя перемещения (рис. 8.11) определяется выражением

$$L=\frac{w}{2\delta}S\mu_0,$$

где S — площадь сечения магнитопровода; δ — зазор в магнитопроводе; μ_0 — магнитная постоянная зазора; w — число витков катушки.

При изменении зазора δ (под действием усилия X) или площади сечения магнитопровода S (при перемещении подвижной пластины вверх или вниз), изменяется индуктивность, а следовательно, и ток в нагрузке $R_н$: $I=\frac{U}{\sqrt{R_н^2+\omega^2L^2}}$,

где U — напряжение источника питания; $\omega=2\pi f$, f — частота тока.

Большое распространение получили дифференциальные индуктивные датчики с двумя дросселями (рис 8.12) Они обладают более линейной характеристикой и требуют меньших усилий для перемещения подвижной пластины

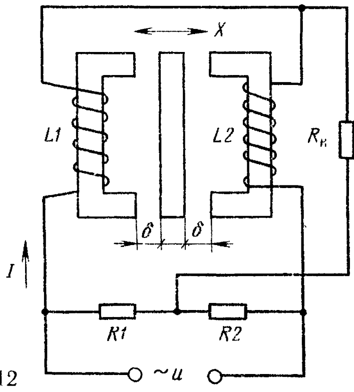


Рис. 8.12

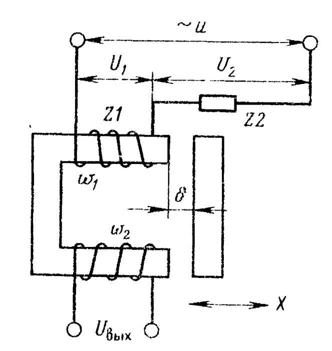


Рис. 8.13

В трансформаторных датчиках измеряемое перемещение X изменяет коэффициент индуктивной связи между двумя обмотками - первичной, питаемой напряжением переменного тока U, и вторичной, с которой снимается сигнал $U_{вых}$. На рис. 8.13 показана схема П-образного трансформаторного датчика. Выходное напряжение

$$U_{вых}=\frac{w_2}{w_1}U_1,$$

где $U_1=UZ_1/(Z_1+Z_2)$ и $Z_1=\omega L\approx\omega\mu_0 wS/2\delta$.

Схема дифференциального трансформаторного датчика приведена на рис. 8.14

На рис. 8.15 приведена схема трансформаторного датчика соленоидного типа, у которого

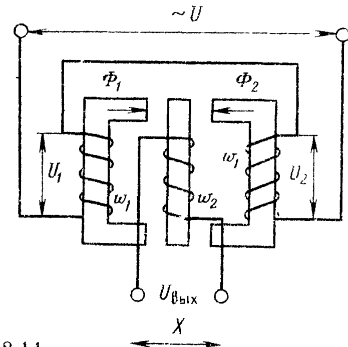


Рис. 8.14

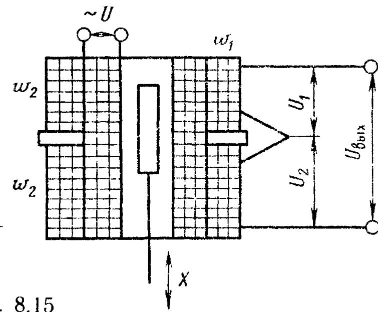


Рис. 8.15

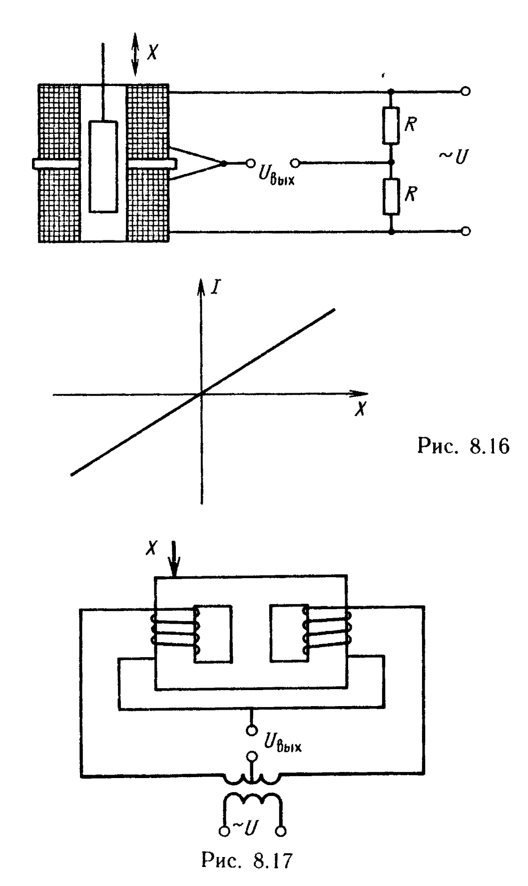


Рис. 8.16

Рис. 8.17

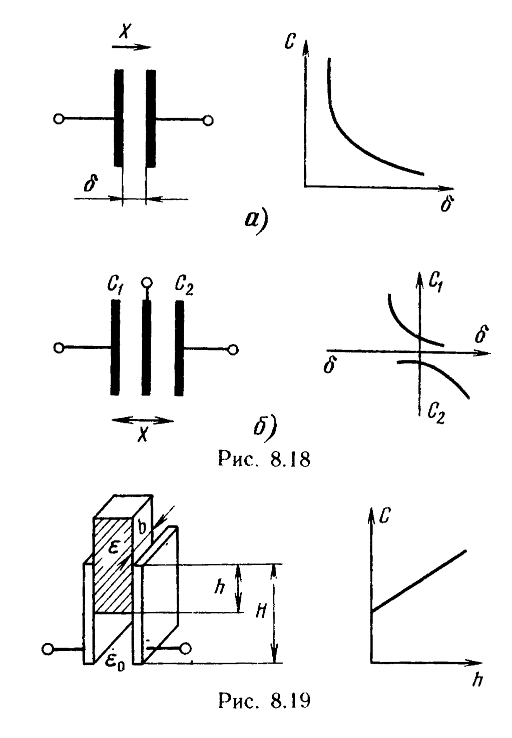


Рис. 8.18

Рис. 8.19

магнитная связь между первичной и двумя вторичными обмотками осуществляется перемещающимся ферритовым сердечником.

На рис. 8.16 показаны характеристика простого соленоидного датчика и его включение в мостовую цепь измерения.

К индуктивным датчикам относятся и магнитострикционные датчики, в основу которых положена зависимость магнитной проницаемости некоторых материалов (железомарганцевого сплава и др.) от упругих деформаций. На рис. 8.17 приведена схема измерения усилия X магнитострикционным датчиком. При воздействии давления на магнитопровод изменяется его магнитная проницаемость μ и, следовательно, магнитное сопротивление участка магнитопровода. В результате изменяются индуктивность катушки и выходное напряжение.

Емкостные датчики. Действие емкостных датчиков основано на зависимости емкости конденсатора C от площади пластины S, расстояния между ними δ и диэлектрической проницаемости среды ε.

Для плоского конденсатора

$$C=\varepsilon S/\delta.$$

Емкостный датчик перемещения с переменным зазором, дифференциальный емкостный датчик и их характеристики показаны на рис. 8.18, *а*, *б*.

На рис. 8.19 показан емкостный датчик, основанный на изменении диэлектрической проницаемости среды между пластинами. В этом случае

$$C=b[H\varepsilon_0+h(\varepsilon-\varepsilon_0)];\ S=bh,$$

где ε_0 — электрическая постоянная воздуха. Примером такого датчика является емкостный уровнемер (рис. 8.20).

Изменение емкости датчика часто регистрируется по изменению частоты генератора, в колебательный контур которого включен датчик.

Рассмотренные датчики могут быть разделены на два основных класса: датчики, которые вырабатывают энергию при воздействии измеряемого параметра (к ним относится, например, термопара, вырабатывающая ЭДС, зависящую от измеряемой температуры),— такие датчики называются датчиками-генераторами; датчики, которые при воздействии измеряемого параметра изменяют свой основной электрический параметр — индуктивность, емкость или сопротивление. Такие датчики называются датчиками-модуляторами.

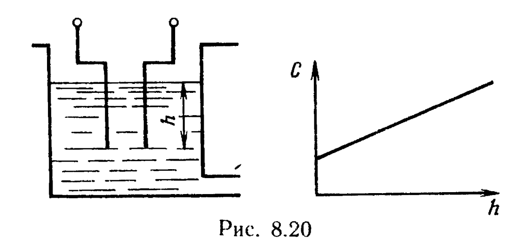


Рис. 8.20

8.3. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ДАТЧИКОВ

Схемы включения датчиков-генераторов. Простейшая схема включения датчика-генератора постоянного тока показана на рис. 8.21. Ток в измерительном приборе (в цепи нагрузки)

$$I = E_x/(R_0 + r + R_н),$$

где R_0 — внутреннее сопротивление датчика; $R_н$ — сопротивление нагрузки (внутреннее сопротивление прибора); r — сопротивление соединительных проводов; E_x — ЭДС, возникающая под воздействием усилия X.

Обычно сопротивление датчика и проводов зависит от температуры или окружающих условий, поэтому следует применять измерительные приборы с большим внутренним сопротивлением. При $R_н \gg R_0 + r$ напряжение на нагрузке

$$U_н = R_н E_x/(R_0 + r + R_н) \approx E_x.$$

Внутреннее сопротивление термопар из металлических проводников $R_0 \approx 1$ Ом при нормальной температуре возрастает до 5...6 Ом при температуре 1000...1500 °С. Сопротивление проводов r также составляет 5...10 Ом, поэтому для измерения температуры без дополнительных поправок следует применять милливольтметры с внутренним сопротивлением более 100 Ом. При меньшем сопротивлении или для более точных измерений необходимо вносить поправки на изменение сопротивления термопары и соединительных проводов.

Рассмотренное устройство называется устройством прямого измерения и позволяет измерять полное значение параметра (в приведенном примере — температуру). Недостатком его является то, что оно не позволяет более точно измерить параметр в ограниченном диапазоне. Если, например, нужно не только определить температуру среды, но и с высокой точностью измерить изменение этой температуры в диапазоне от 100 до 110 °С, то целесообразно было бы добиться нулевого показания прибора при температуре 100 °С и 100 %-ного использования шкалы при температуре 110 °С.

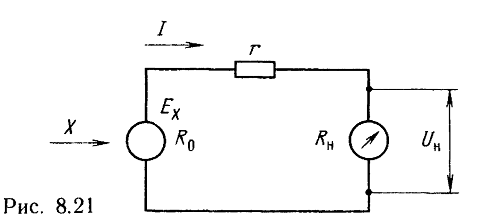


Рис. 8.21

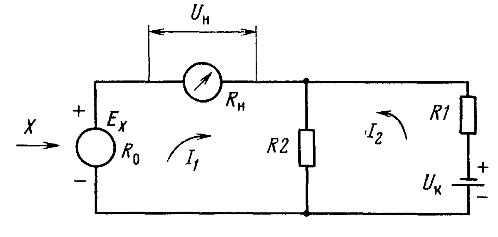


Рис. 8.22

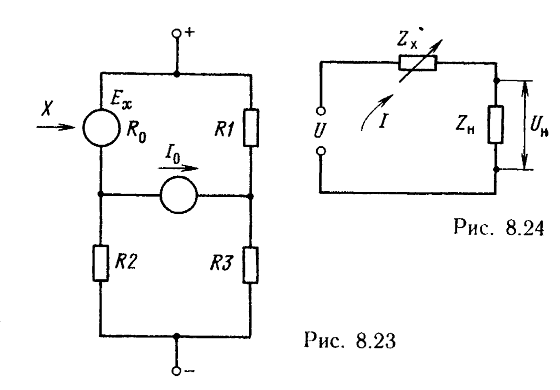


Рис. 8.23

Рис. 8.24

Измерять не абсолютное значение параметра, а его изменение позволяют устройства компенсационного измерения. Простая схема компенсационного измерения показана на рис. 8.22.

Часто датчик-генератор включают в мостовую цепь измерения (рис. 8.23). Сопротивления плеч моста выбирают так, чтобы соблюдалось равенство $R_0R3 = R2R1$. При этом ток через измерительный прибор, включенный в диагональ моста,

$$I_0 = E_x/[R_н(1 + R_0 + R1)/(R2 + R3) + R_0 + R1].$$

Схемы включения датчиков-модуляторов. Простая схема последовательного включения датчика-модулятора (схема непосредственного измерения) имеет вид, приведенный на рис. 8.24. Она питается от источника переменного тока с напряжением U, а датчик можно представить как комплексное сопротивление Z_x.

Ток в нагрузке

$$I = U/(Z_н + Z_0 + \Delta Z_x),$$

где ΔZ_x — изменение комплексного сопротивления датчика при воздействии измеряемого параметра X; Z_0 — начальное комплексное сопротивление датчика.

При изменении значения X мостовая цепь переменного тока имеет вид, показанный на рис. 8.25.

Часто применяют дифференциальные цепи, питание которых осуществляется через трансфор-

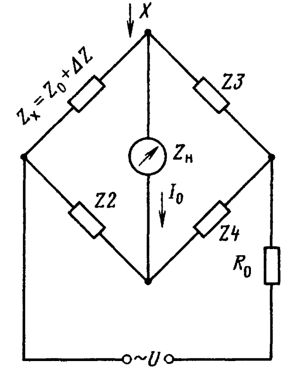


Рис. 8.25

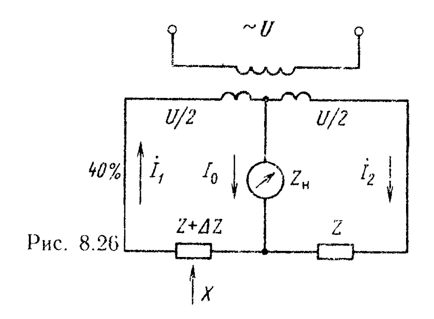


Рис. 8.26

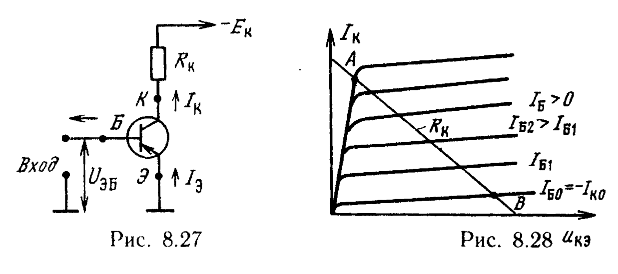


Рис. 8.27

Рис. 8.28 $u_{кэ}$

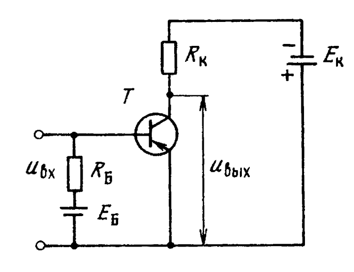


Рис. 8.29

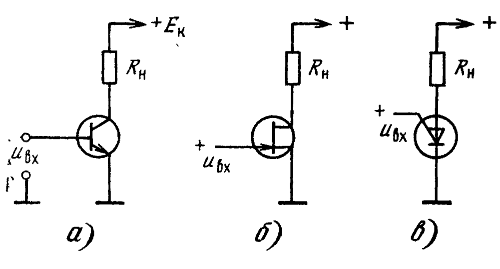


Рис. 8.30

матор с двумя вторичными обмотками (рис. 8.26). Измеряемый ток в этом случае равен разности токов:

$$I_0 = I_1 - I_2 = U/2\Delta Z/[ZZ_н + (Z+\Delta Z)(Z_н+Z)].$$

Если ΔZ мало по сравнению с Z, то

$$I_0 \approx U/2\Delta Z/[Z(2Z_н+Z)].$$

Следует учитывать характер Z_x (например, омическое сопротивление R_x, емкостное $1/(j\omega C_x)$ или индуктивное $j\omega L_x$) и преобразовывать приведенные формулы в соответствии с правилами вычисления комплексных величин.

8.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ УЗЛЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Транзисторный ключ. Значение электрического сигнала, получаемого от датчика, обычно невелико, и для его измерения чаще всего необходимо предварительное преобразование и усиление сигнала с помощью полупроводниковых или ламповых импульсных устройств или усилителей. В основе большинства импульсных схем на полупроводниковых приборах лежит транзисторный ключ, т. е. устройство, имеющее два основных состояния — открытое и закрытое в зависимости от значения и знака управляющего сигнала. На рис. 8.27 показано включение транзистора типа p-n-p по схеме с общим эмиттером. Открытое состояние этого ключа характеризуется тем, что транзистор находится в режиме насыщения, при котором через его коллектор протекает ток

$$I_К \approx E_К/R_к.$$

Это происходит при подаче на базу отрицательного (относительно эмиттера) сигнала $U_{БЭ} < 0$, обеспечивающего ток базы

$$I_Б > I_К/\beta,$$

где β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером

Закрытое состояние ключа характеризуется тем, что ток коллектора $I_К$ практически равен нулю. Это происходит при поступлении на базу транзистора положительного (относительно эмиттера) сигнала, т. е. $U_{БЭ} > 0$. При этом ток базы $I_{Б0} \approx I_{К0}$, где $I_{К0}$ — обратный ток коллектора.

Два состояния транзистора (открытое и закрытое) определяются соответственно точками А и Б на выходных характеристиках, приведенных на рис. 8.28. Минимальный ток ключа соответствует точке В, так как на базе действует положительное смещение (транзистор закрыт). В точке А транзистор открыт и находится в режиме насыщения, т. е. протекающий через него ток — наибольший при заданных значениях напряжения источника питания $E_К$ и сопротивления нагрузки $R_к$, и дальнейшее увеличение тока базы не приводит к увеличению тока коллектора. Напомним, что положительным током базы $I_Б$ считается ток, вытекающий из базы (см. рис. 8.27).

Обычно исходное состояние транзисторного ключа закрытое и обеспечивается подачей на базу положительного напряжения от дополнительного источника $E_Б$ (рис. 8.29). Значение $E_Б$ выбирается так, чтобы

$$E_Б \geqslant I_{Б0}R_б$$

На рис. 8.30 показаны ключи на транзисторе типа n-p-n (а), полевом транзисторе (б) и на тиристоре (в). На схемах показан знак входного сигнала, отпирающего ключ.

Рассмотрим наиболее распространенные схемы электронных устройств, применяемых в автоматике.

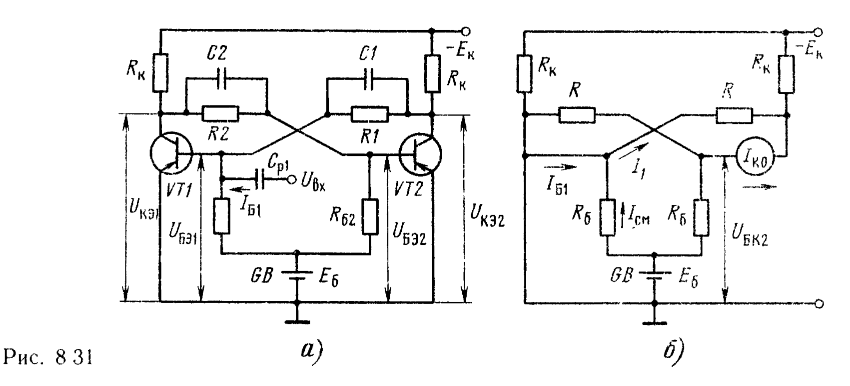


Рис. 8.31

Симметричный триггер. Симметричным триггером называется устройство, имеющее два устойчивых состояния, в одном из которых выходное напряжение практически равно напряжению источника питания, а в другом близко к нулю.

Триггер (рис. 8.31) представляет собой сочетание двух транзисторных ключей, в которых входная базовая цепь одного ключа соединяется с выходной коллекторной цепью второго ключа через параллельно включенные резистор и конденсатор. Если транзистор VT1 открыт и находится в режиме насыщения, то потенциал его коллектора $U_{K1} \approx 0$, а на базе транзистора VT2 действует положительный потенциал от источника $E_б$ через делитель $R_{б2}$, R2. Следовательно, транзистор VT2 будет закрыт и потенциал его коллектора $U_{K2} \approx -E_K$, а на базу VT1 подается отрицательное смещение. При этом устройство находится в одном из двух устойчивых состояний. При подаче на базу VT1 положительного напряжения входного сигнала через разделительный конденсатор $C_{р1}$ транзистор VT1 закроется, потенциал U_{K1} становится отрицательным и, поступая на базу VT2 переводит его в состояние насыщения. Триггер переходит во второе устойчивое состояние, из которого его можно вывести, подав отрицательный входной сигнал во входную цепь транзистора VT1.

На рис. 8.32 приведена практическая схема триггера, способного работать с частотой переключения $f_{max} = 1000$ кГц; амплитуда входного импульса 1...10 В, длительность фронта входного импульса $\leqslant 0,3$ мкс, амплитуда выходного импульса 7...10 В.

На рис. 8.33, 8.34 показаны схемы триггеров на микросхемах, управляемые импульсами положительной полярности с амплитудой 3...7 В. Длительность входных импульсов 1...10 мкс, сигнал на выходе 1 имеет амплитуду 2...2,8 В, на выходе 2...3 В. Триггер на рис 8.33 с раздельными входами. Триггер на рис. 8.34 со счетным входом.

На рис. 8.35 приведена схема делителя частоты входных импульсов положительной поляр

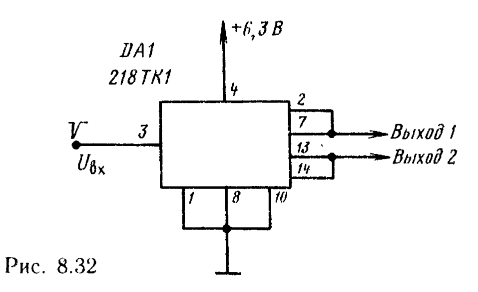


Рис. 8.32

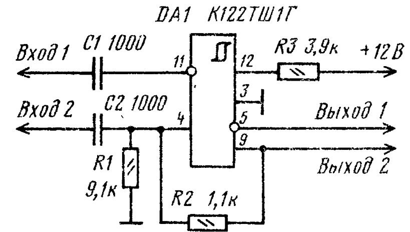


Рис. 8.33

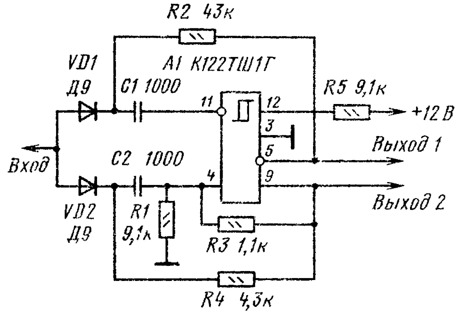


Рис. 8.34

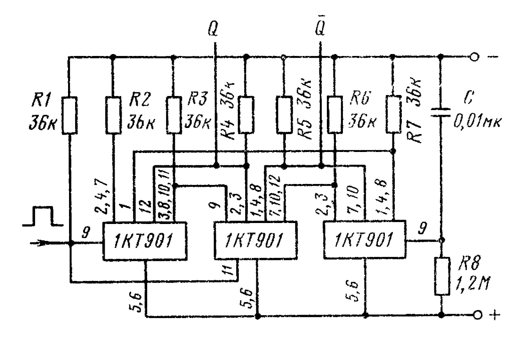


Рис. 8.35

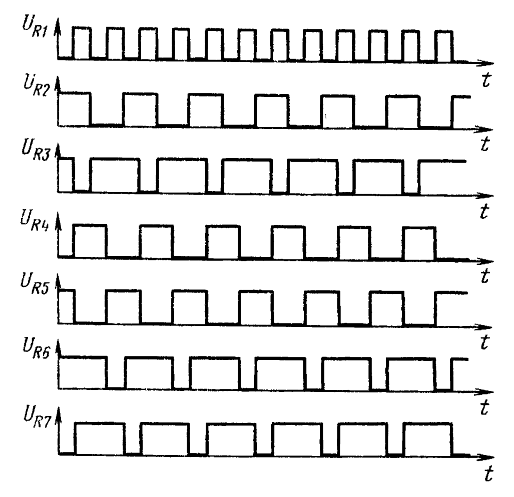


Рис. 8.36

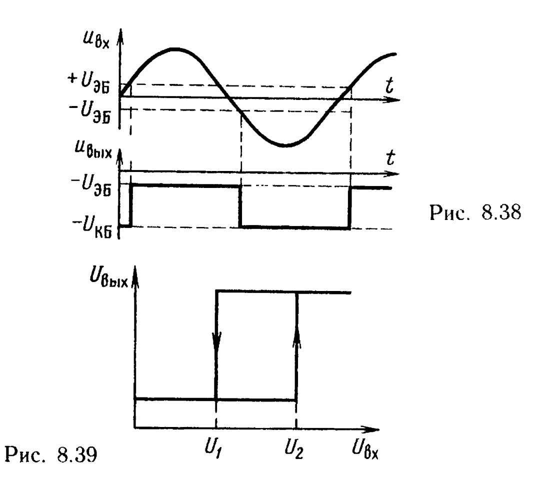


Рис. 8.38

Рис. 8.39

ности. Делитель состоит из трех микросхем типа 1КТ901 и резисторов R1 — R8. Резисторы R4 и R5 являются нагрузками основного триггера, а R2, R3, R6 и R7 — нагрузками коммутирующих триггеров. Резистор R_6 и конденсатор С используются для установки исходного состояния триггера в момент подачи питающего напряжения. На рис. 8.36 приведены диаграммы напряжений (относительно минусовой шины), поясняющие работу делителя.

Напряжения: входное — 6...20 В, выходное 5...19 В, максимальная частота входных импульсов 150 кГц.

Триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта). Кроме рассмотренных симметричных триггеров широкое распространение получил несимметричный триггер или триггер с эмиттерной связью. Этот триггер также имеет два устойчивых состояния и часто применяется в качестве преобразователя синусоидального или линейно изменяющегося напряжения в импульс прямоугольной формы.

Принципиальная схема триггера Шмитта приведена на рис. 8.37, *а*, на рис. 8.37, *б*, *в* — его эквивалентные схемы.

Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит при $|U_{вх}| > |U_{ЭБ}|$ (рис. 8.38). Основные условия, при которых триггер будет иметь два устойчивых состояния: транзистор закрыт, если $U_{ЭБ} > 0$; транзистор насыщен, если $I_Б \geqslant I_К/h_{21э}$. Здесь $h_{21э}$ — коэффициент усиления тока транзистора при включении по схеме ОЭ.

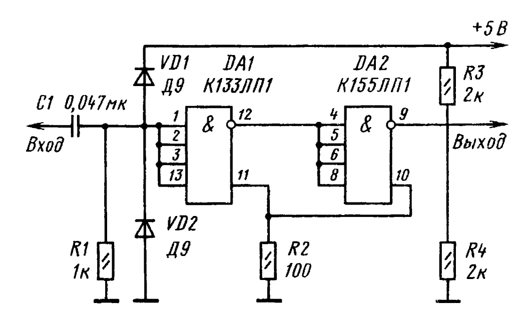


Рис. 8.40

Практическая схема триггера Шмитта, предназначенного для формирования импульсов с крутыми фронтами из синусоидального сигнала и характеристикой, показанной на рис. 8.39, приведена на рис. 8.40. Быстродействие триггера — до 15 МГц. Для обеспечения работы формирователя на низких частотах параллельно конденсатору С1 следует подключить электролитические конденсаторы емкостью 33...100 мкФ.

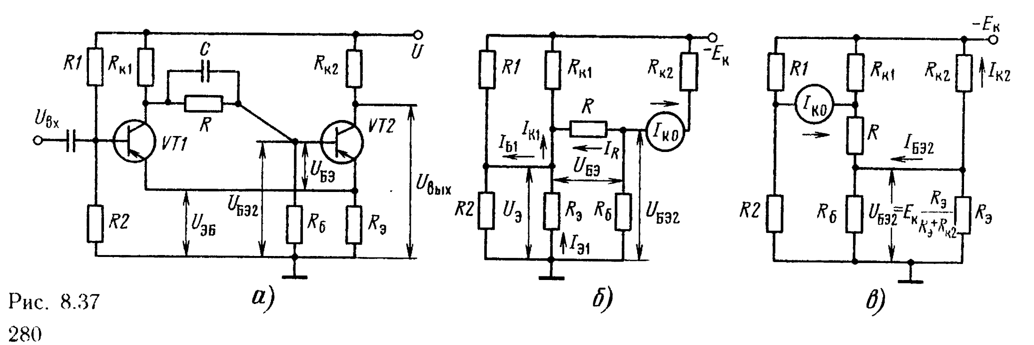
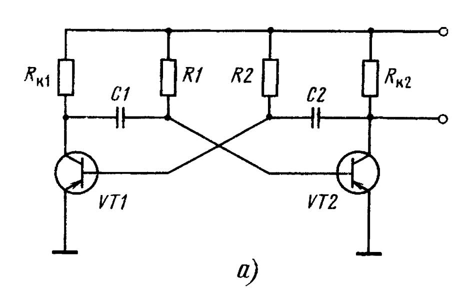


Рис. 8.37



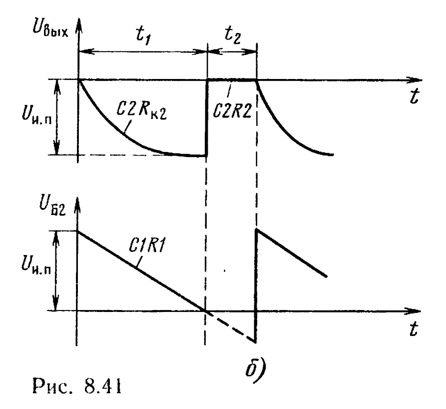


Рис. 8.41

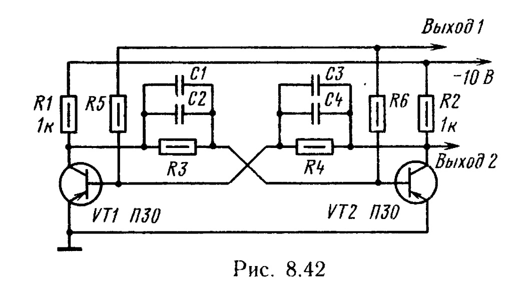


Рис. 8.42

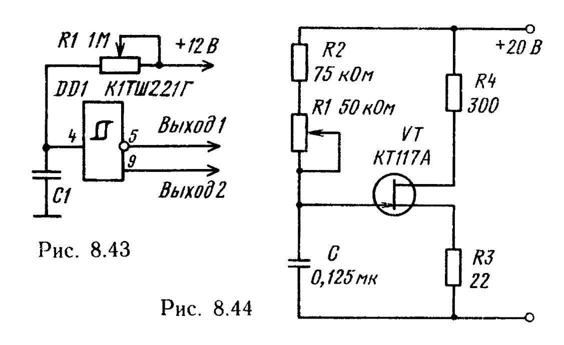


Рис. 8.43

Рис. 8.44

Симметричный мультивибратор. Симметричный мультивибратор (рис. 8.41) служит для генерирования колебаний формы, отличной от синусоидальной. Генераторы этого вида имеют накопитель энергии (чаще всего в виде конденсатора) и электронный ключ, переключение которого обусловлено запасом энергии в накопителе. Если в начальный момент транзистор VT1 открывается и переходит в насыщенное состояние, то все напряжение на конденсаторе C1, который при закрытом транзисторе VT1 и открытом транзисторе VT2 был заряжен до напряжения $U_C \approx \approx U_{и\,п}$, оказывается приложенным положительным потенциалом к базе транзистора VT2. Транзистор VT2 закрывается. Конденсатор C1 начинает разряжаться от напряжения $+U_{и\,п}$ из-за протекания тока разрядки через резистор R1, поддерживая потенциал базы транзистора VT2 положительным, но убывающим по значению. В результате транзистор VT2 находится в режиме отсечки. Как только напряжение на базе транзистора VT2 станет равным нулю, транзистор VT2 откроется.

Одновременно с разрядкой конденсатора C1 происходит зарядка конденсатора C2 через резистор R2 до значения коллекторного напряжения транзистора VT2 ($U_{C2} \approx U_{R2} \approx U_{и\,п}$). Как только транзистор VT2 откроется, положительный потенциал конденсатора C2 будет подан на базу транзистора VT1 и закроет его. Далее процесс повторяется.

Постоянные времени цепей разрядки конденсаторов C1 и C2 соответственно равны: $t_1 = =0{,}7C1R1$ и $t_2 = 0{,}7C2R2$. Эти значения определяют длительность импульсов на выходе мультивибратора (t_1), интервал между ними (t_2) и частоту ($1/t_2$). Частота колебаний мультивибратора можно регулировать изменением сопротивления резисторов R1 и R2.

Практическая схема симметричного мультивибратора для генерирования прямоугольных импульсов с частотой следования от 160 Гц до 100 кГц приведена на рис. 8.42. Для изменения частоты следования импульсов необходимо изменить емкости конденсаторов и сопротивления резисторов согласно табл. 8.3.

На рис. 8.43 приведена схема генератора прямоугольных импульсов на микросхеме К1ТШ221Г.

Таблица 8.3. **К расчету симметричного триггера**

Емкость конденсатора, пФ		Сопротивление резистора, кОм		Частота следования импульсов, кГц
C1 и C3	C2 и C4	R3 и R4	R5 и R6	
100 000	3 300	24	75	0,16
100 000	10 000	24	33	0,25
47 000	22 000	24	33	0,40
47 000	1 300	24	33	0,60
33 000	1 300	24	27	1
22 000	---	24	27	1,6
10 000	1 300	24	33	2,5
6 800	560	24	33	4
4 700	300	24	33	6
3 300		24	30	10
1 500	430	24	33	16
1 000	220	24	30	25
470	300	24	30	40
300	220	24	30	60
220	68	36	30	100

При изменении емкости конденсатора ($C1_{max} = 50$ мкФ) частота генерируемых импульсов изменяется от 0,5 Гц до 500 кГц. Плавная регулировка частоты обеспечивается потенциометром R1. Амплитуда выходных импульсов — 2 В на входе и +6 В на выходе.

На рис. 8.44 приведена схема мультивибратора на однопереходном транзисторе. Условие автоколебательного режима работы такого мультивибратора определяется выбором сопротивления резистора R2 по формуле

$$(U_{ип} - U_{min}) < R2/I_{min} < (U_{ип} - U_{max})/I_{max}.$$

Частота колебаний (Гц)

$$f = 1/(0{,}8RC).$$

Частота колебаний мультивибратора равна 100 Гц. Для более точной настройки из-за разброса параметров предусмотрен переменный резистор 50 кОм.

Схема простого мультивибратора с перекрестной емкостной связью на логических элементах И—НЕ (см. далее) показана на рис. 8.45.

В момент когда на выходе элемента И—НЕ (Выход 1) будет напряжение высокого логического уровня, на его входе (точка а) напряжение, подбираемое резисторами, будет ниже порога переключения $U_п$ (для микросхем серии К155 напряжение $U_п$ равно примерно 1,15 В), а на выходе элемента DD1.2 (Выход 2) установится напряжение низкого уровня.

По мере того как конденсатор С1 будет заряжаться выходным током элемента DD1.1, протекающим через резистор R2 (диод VD2 в это время закрыт), напряжение в точке в несколько повысится, а в точке б уменьшится. Как только напряжение на входе элемента DD1.2 (точка б) станет равным напряжению $U_п$, этот элемент изменит свое состояние и на его выходе (точка г) установится напряжение высокого уровня.

Положительный скачок напряжения (с напряжения высокого уровня на низкий) через конденсатор С2 поступит на вход элемента DD1.1 и переключит его в состояние, при котором на выходе будет напряжение низкого уровня. Конденсатор С2 начнет заряжаться выходным током элемента DD1.2 (через резистор R1). Конденсатор же С1 выходным током элемента DD1.1 через диод VD2 будет разряжаться. Как только напряжение на входе элемента DD1.1 уменьшит-

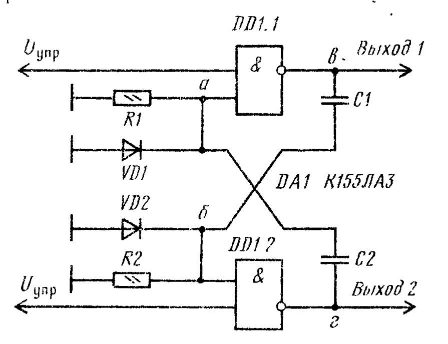


Рис. 8.45

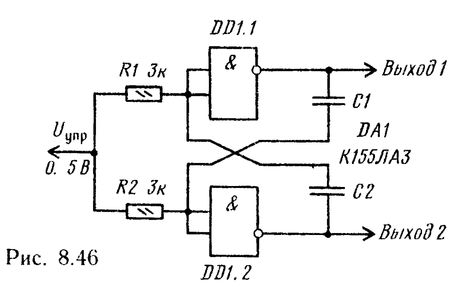


Рис. 8.46

ся до порога переключения, устройство примет исходное состояние и цикл повторится.

Длительность импульсов на каждом из выходов устройства определяется временем зарядки подключенного к нему конденсатора. Для устойчивой работы мультивибратора необходимо, чтобы конденсаторы разряжались быстрее, чем заряжались. Это достигается включением диодов VD1, VD2. При сопротивлении резистора, равном 1,8 кОм, и изменении емкости конденсаторов (С1—С2) от 100 пФ до 0,1 мкФ частота колебаний мультивибратора изменяется от 2 МГц до 300 Гц.

Частоту мультивибратора, собранного на цифровых микросхемах, можно регулировать не только изменением емкости и сопротивления времязадающих конденсаторов и резисторов, но и чисто электрическим путем, подавая разное напряжение на вход логических элементов. В таком генераторе (рис. 8.46) чем больше управляющее напряжение, тем быстрее при зарядке конденсаторов напряжение на входе логического элемента с логическим 0 на выходе уменьшается до порога переключения $U_п$ и, следовательно, тем больше частота генерации. При изменении управляющего напряжения от 0 до —5 В частота изменяется по закону, близкому к линейному. При использовании конденсаторов С1 и С2 емкостью по 1000 пФ диапазон регулирования частоты составляет 120...750 кГц, а при емкости по 0,1 мкФ — от 1 до 8 кГц

Широкое распространение на практике получил простой генератор (рис. 8.47), частота выходных импульсов которого определяется процессами перезарядки лишь одного конденсатора. Генератор вырабатывает импульсы в широком диапазоне частот — от единиц герц до нескольких мегагерц. Зависимость частоты f [кГц] от емкости С1 [пФ] выражается приближенной формулой $f = 3 \cdot 10^5/C1$.

В генераторе по схеме рис. 8.48 длительность импульсов можно регулировать резистором R2.

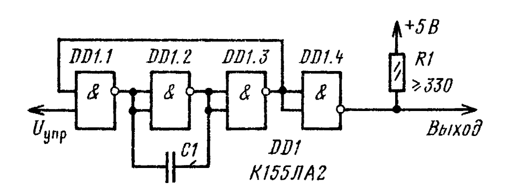


Рис. 8.47

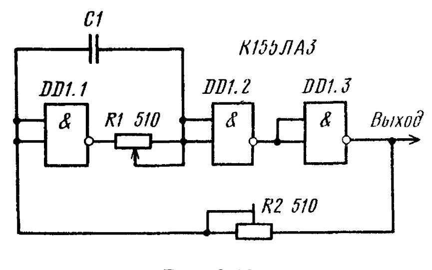


Рис. 8.48

Отношение периода повторения триггеров к их длительности (скважность) изменяется от 1,5 до 3. Частота регулируется резистором R1. Например, при использовании конденсатора C1 емкостью 0,1 мкФ при отсутствии резистора R2 и изменении сопротивления резистора R1 от максимального значения до нуля частота генерируемых импульсов изменяется от 8 до 125 кГц. Для получения другого диапазона частот необходимо изменять номинал конденсатора C1.

Обычно во времязадающие цепи мультивибраторов включают конденсаторы большой емкости и резисторы малых сопротивлений, что ограничивает диапазон плавной регулировки частоты следования импульсов. В генераторе, схема которого изображена на рис. 8.49, подобный недостаток устранен включением на вход микросхемы транзисторного ключа с малыми входным током и порогом переключения. Частота такого мультивибратора может изменяться в 200 раз. Генерация происходит при подаче на вход «Упр» напряжения высокого уровня.

Рассмотрим процесс генерации, начиная с момента начала зарядки конденсатора C1. В этот момент транзистор VT1 открыт и напряжение на его коллекторе близко к нулю. На другом входе элемента DD1.1 напряжение высокого уровня, на выходе элемента DD1.2 — низкого. Конденсатор C1 заряжается выходным током элемента DD1.1 через резистор R1 и параллельно соединенные входное сопротивление транзистора VT1 и резисторы R2, R3. По мере зарядки конденсатора C1 напряжение на нем экспоненциально возрастает, а ток через него уменьшается по такому же закону. Коллекторный ток транзистора VT1 при этом также уменьшается, и, когда он станет равным входному току переключения элемента DD1.1, на выходе этого элемента будет напряжение низкого уровня, которое переключит элемент DD1.2. Отрицательный перепад напряжения в точке а, закрывающий в этот момент транзистор, образуется за счет прохождения фронта импульса с выхода элемента DD1.1 через конденсатор C1.

Затем конденсатор разряжается через резисторы R1—R3 выходным током логических элементов. Когда напряжение в точке а станет достаточным для открывания транзистора и он откроется, изменится состояние элемента DD1.1, начнется заряд конденсатора C1, и цикл повторится.

Время зарядки и время разрядки конденсатора C1, определяющие период и длительность выходных импульсов при статическом коэффициенте передачи тока транзистора около 100, определяют по приближенным формулам $t_з \approx 3{,}5 \cdot 10^{-3}$ C1, $t_р \approx 6 \cdot 10^{-7}$ (R2+R3)C1 (емкость выражена в пикофарадах, сопротивление в омах, время в микросекундах).

При использовании элементов, указанных на схеме, и суммарном сопротивлении резисторов R2 и R3 20 кОм время зарядки составляет около 5,7 мкс, а время разрядки — около 18 мкс. Резистор R1 позволяет улучшить форму фронта импульсов.

Мультивибратор способен генерировать импульсы как с малой (меньше 2), так и с большой (больше 100) скважностью. При изменении емкости конденсатора C1 от 20 пФ до 10 мкФ частота выходных колебаний изменяется от 3 МГц до долей герца.

Частоту генератора, собранного по схеме на рис. 8.50, можно изменять в 50 000 раз. Это достигнуто применением полевого транзистора. При относительно небольших емкостях конденсатора можно получить ультранизкие частоты. Например, при максимальных значениях, указанных на схеме элементов, частота выходных импульсов генератора равна 0,5 Гц.

В моменты, когда на выходе элемента DD1.3 будет напряжение высокого уровня, отрицательный перепад напряжения с выхода элемента DD1.2 проходит через конденсатор C1 и в точке а образуется отрицательное напряжение. Затем конденсатор начинает перезаряжаться через резистор R1, выходным током элементов DD1.2 и DD1.3 (входным током полевого транзистора можно пренебречь). Изменение напряжения на затворе приводит к соответствующему изменению напряжения в точке б. Когда это напряжение достигает порога переключения элемента DD1.2, он изменяет свое состояние и тем самым пере-

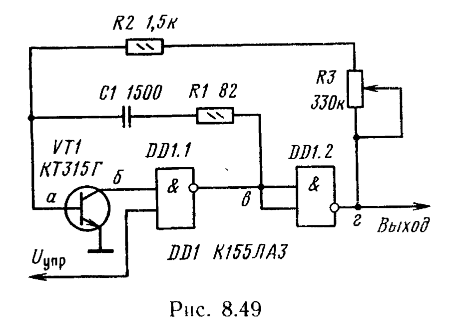


Рис. 8.49

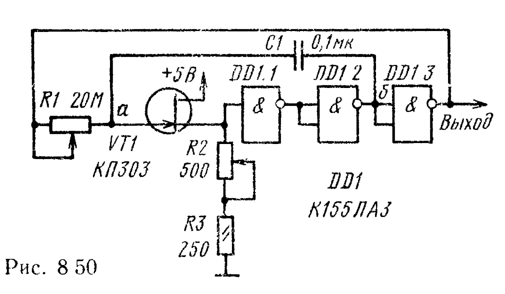


Рис. 8.50

ключает остальные логические элементы генератора.

Когда на выходе устройства напряжение низкого уровня, конденсатор C1 будет разряжаться до момента, пока напряжение в точке б уменьшится до порога переключения элемента DD1.1, что вызывает последовательное переключение логических элементов (возврат их в исходное состояние).

Длительность выходных импульсов регулируют резистором R2. Резистор R3 служит для ограничения тока через транзистор. Частота следования выходных импульсов $f=1/(2R1C1)$. В частности, если емкость конденсатора $C1=0{,}01$ мкФ и сопротивление резистора $R1=1$ МОм, частота импульсов равна 50 Гц; при емкости 150 пФ и сопротивлении 120 кОм — 22,5 кГц. Верхняя граница частоты генератора — около 10 МГц.

Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью импульсов. В устройствах автоматики часто возникает необходимость иметь одиночные прямоугольные импульсы заданной длительности. Эти функции выполняют формирователи импульсов. Одним из таких формирователей является ждущий мультивибратор с эмиттерной связью.

Ждущий мультивибратор (одновибратор) выполняется по схеме рис. 8.51, *а* и является ждущим генератором импульсов прямоугольной формы. При поступлении на его вход короткого запускающего импульса на выходе вырабатывается прямоугольный импульс, длительность которого определяется элементами цепи.

Ждущий мультивибратор характеризуется наличием одного устойчивого состояния (транзистор VT1 закрыт, VT2 открыт) и одного временно устойчивого (транзистор VT1 открыт, VT2 закрыт), вызванного подачей на вход отрицательного импульса. Длительность временно устойчивого состояния обычно много больше длительности входного импульса. Исходное устойчивое состояние достигается таким выбором сопротивлений резисторов R1, R2, $R_э$, что напряжение $U_{ЭБ}$ транзистора VT1 оказывается положительным.

При подаче короткого отрицательного импульса на вход (рис. 8.51, *б*) транзистор VT1 открывается и напряжение конденсатора оказывается приложенным положительным полюсом к базе транзистора VT2, что приводит к его закрыванию. Транзистор остается закрытым до тех пор, пока напряжение на его базе не уменьшится вследствие разряда конденсатора C по цепи RC до $-U_{ЭБ}$.

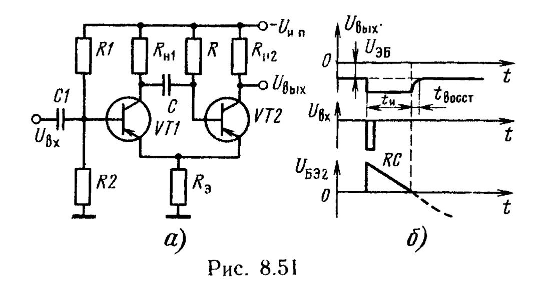


Рис. 8.51

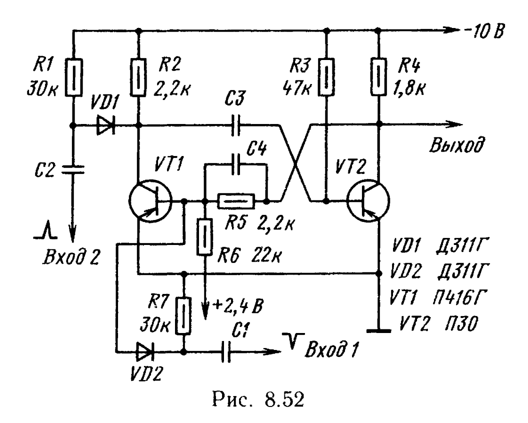


Рис. 8.52

Время восстановления цепи должно быть меньше интервала между импульсами, т. е. $t_{восст}<T=(4...5)\,C\,(R_{к1}+R_э)$.

На рис. 8.52 приведена схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями, предназначенного для формирования прямоугольных импульсов длительностью от 10 до 2500 мкс. Запуск мультивибратора осуществляется отрицательным импульсом по входу 1, открывающим транзистор VT1, или положительным импульсом по входу 2, закрывающим транзистор VT2. Амплитуда входного импульса +3 или —2,5 В, длительность — не менее 0,3 мкс. Амплитуда выходных импульсов — не менее 7 В.

Длительность выходных импульсов и максимальная частота следования входных импульсов зависят от параметров элементов, которые приведены в табл. 8.4.

На рис. 8.53 приведена схема ждущего мультивибратора на микросхеме К1ТШ221Г. Запускается мультивибратор импульсами положительной полярности длительностью 1...10 мкс и амплитудой 2...7 В. При изменении емкости конденсатора C2 от 3000 пФ до 500 мкФ длительность выходного импульса изменяется от 10 мкс до 10 с. Переменный резистор R1 позволяет плавно регулировать длительность выходных импульсов. С выхода 1 снимают импульсы положительной полярности амплитудой 6 В, с выхода 2 — отрицательной полярности амплитудой 8 В.

Таблица 8.4. **Параметры элементов ждущего мультивибратора**

Емкость конденсатора, пФ				Длительность импульса, мкс	Максимальная частота следования импульсов, кГц
C1	C2	C3	C4		
100	270	390	56	10	20
180	150	1 600	150	50	10
180	130	3 300	150	100	5
200	130	22 000	200	500	1
200	130	100 000	200	2500	0,2

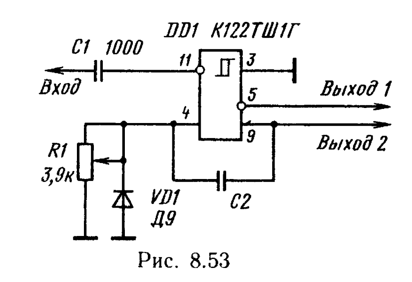


Рис. 8.53

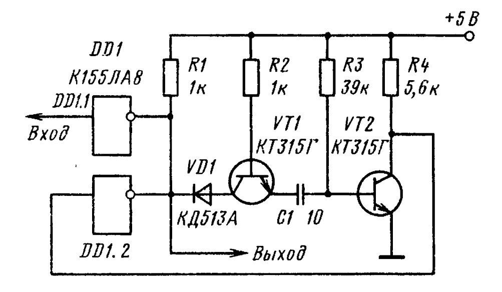


Рис. 8.54

На рис. 8.54 приведена схема одновибратора на микросхеме серии 155.

Одновибратор состоит из запускающего каскада (инвертор DD1.1, резистор R1), формирующего каскада (транзистор VT2, резистор R4, времязадающая цепь R3, C1), помехозащитного каскада (транзистор VT1, диод VD1, резистор R2) и цепи обратной связи (инвертор DD1.2).

Длительность выходного импульса определяется постоянной времени времязадающей цепи R3, C1, а время восстановления пропорционально сопротивлению резистора R2. При формировании среза выходного импульса диод VD1 закрывается отключая от выхода одновибратора цепь зарядки конденсатора C1 (резистор R2, переходы база — эмиттер транзисторов VT1 и VT2), что обеспечивает высокую крутизну спада.

Для указанных на схеме значений элементов устройство срабатывает от запускающего импульса длительностью 100 нс, длительность выходного импульса 28 мс, стабильность длительности $\leqslant 2\%$ при изменении напряжения питания на $\pm 10\%$.

На рис. 8.55 приведена схема формирователя прямоугольного импульса от перепада напряжения.

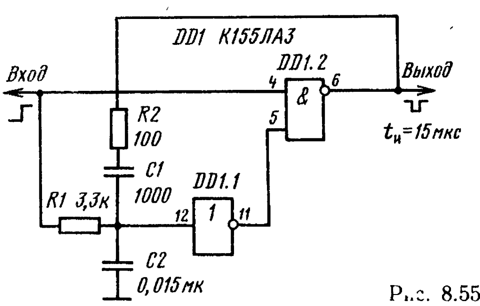


Рис. 8.55

Формирователь импульсов состоит из инвертора DD1.1, RC интегратора R1, C2, элемента 2И—НЕ (см. далее), DD1.2 и цепи положительной обратной связи, содержащей последовательно соединенные резистор R2 и конденсатор C1.

При подаче на вход перепада напряжения положительной полярности на выходе элемента DD1.2 формируется отрицательный перепад напряжения. Конденсатор C2 через резистор R1 начинает заряжаться, и напряжение на входе инвертора DD1.1 плавно возрастать. При достижении порогового значения выходные напряжения инвертора DD1.1 и элемента DD1.2 начинают изменяться. Изменение напряжения на выходе элемента DD1.2 через цепь положительной обратной связи R2, C1 передается на вход инвертора DD1.1 и ускоряет процесс переключения инвертора DD1.1 и элемента DD1.2. Таким образом, процесс переключения происходит лавинообразно, резко увеличивая крутизну среза формируемого импульса.

При использовании микросхем серии К155 рекомендуемые значения сопротивления резисторов R1 — 3,3 кОм, R2 — 100 Ом. При этом длительность выходного импульса [мкс] ориентировочно определяется из соотношения

$t_и \approx C2$ (нФ).

Формирователь импульсов формирует импульсы с крутыми фронтами и срезами в широком диапазоне длительности выходных импульсов.

Схема простого формирователя импульсов на микросхеме серии 133 приведена на рис. 8.56. Устройство не предъявляет особых требований к длительности фронтов входного сигнала, так как содержит на входе дифференцирующие цепи.

В состав формирователя входит триггер на двух элементах И—НЕ DD1.1, DD1.2, интегрирующая RC-цепь, инвертор DD1.3. Формирователь работает следующим образом. Пусть длительность входного сигнала меньше заданной длительности, тогда после переключения триггера в единичное состояние входным сигналом на выходе элемента DD1.1 появляется напряжение высокого уровня, а на выходе элемента DD1.2 — напряжение низкого уровня. При этом начинается зарядка конденсатора C через резистор R.

При достижении на конденсаторе напряжения высокого уровня с выхода инвертора DD1 3 снимается напряжение низкого уровня, которое поступает на нулевой вход триггера, устанавливая его в нулевое состояние. С выхода элемен-

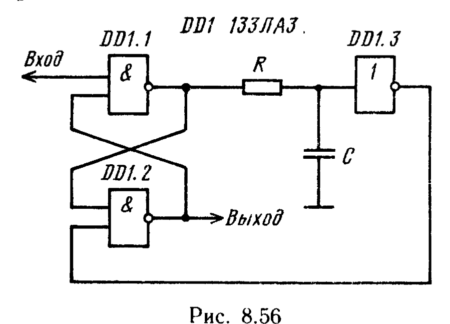


Рис. 8.56

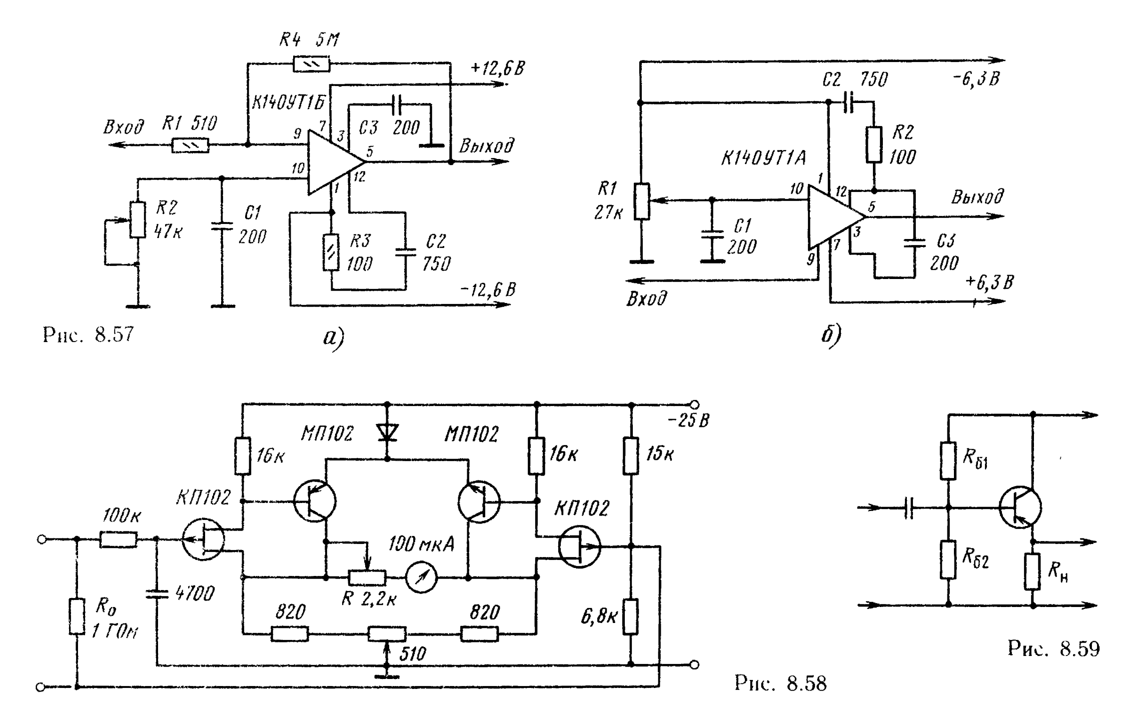


Рис. 8.57 а) б)

Рис. 8.58

Рис. 8.59

та DD1.2 снимается импульс заданной длительности Конденсатор после этого начинает разряжаться По достижении на нем нулевого уровня для инвертора DD1.3 устройство возвращается в исходное состояние.

Длительность выходного сигнала определяется параметрами цепи RC и напряжением высокого уровня инвертора DD1.3. В таблице приведены емкости конденсаторов и соответствующие им длительности импульсов при R = 430 Ом.

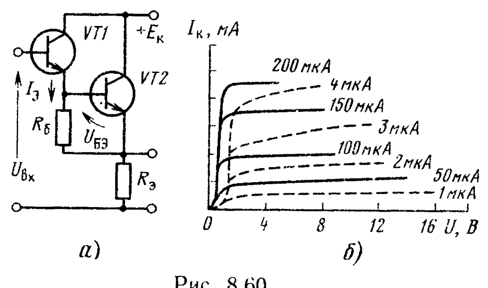
С, мкФ	$0{,}24\cdot10^{-3}$	$1{,}5\cdot10^{-3}$	0,04	6,8	47	100
t, мкс	0,05	0,2	2	80	200	650

Усилители постоянного тока. Усилители постоянного тока часто используются для усиления сигнала датчика до значения, необходимого для дальнейшего преобразования сигнала На рис. 8.57 приведены схемы высокочувствительных усилителей на микросхемах К1УТ401А и К1УТ401Б, которые могут усиливать сигнал, например, от фотодиода, термопары и других чувствительных элементов.

Для усилителя на рис. 8.51, *а* $I_{вх}=8$ мкА; $K_{ус}=2000...10\,500$; $U_{вых}=+8...-6{,}3$ В; $R_н \geqslant 700$ Ом. Для усилителя на рис. 8.51, *б* $I_{вх}=5$ мкА; $U_{вых}=+3{,}5...3$ В; $R_н=700$ Ом.

На рис 8.58 приведена схема электрометрического усилителя постоянного тока с высоким входным сопротивлением и чувствительностью по входному току 10^{-15} А. Здесь использован левой транзистор КП102 и балансный усилитель на транзисторах МП102. С помощью резистора R = 1...2 кОм ток индикатора А регулируется так, чтобы полное отклонение стрелки индикатора (100 мкА) соответствовало входному напряжению 100 мВ.

Эмиттерные повторители. Эмиттерным повторителем называется транзисторный усилитель, в котором сопротивление нагрузки включено в цепь эмиттера (рис. 8.59). Такой усилитель отличается высоким входным и малым выходным сопротивлениями, а также малой входной емкостью. Эмиттерный повторитель может передавать без искажений широкую полосу частот — от нескольких герц до нескольких мегагерц. Входное сопротивление повторителя тем выше, чем больше коэффициент усиления транзистора $h_{21э}$. Обычно входное сопротивление эмиттерного повторителя 40...50 кОм. Для еще большего повышения входного сопротивления каскада используют составные транзисторы (рис. 8.60, *а*). Влияние второго каскада заключается в увеличении



а) б)

Рис. 8.60

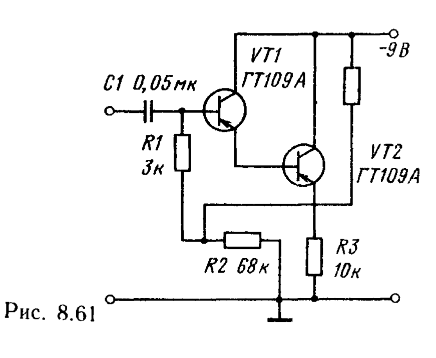


Рис. 8.61

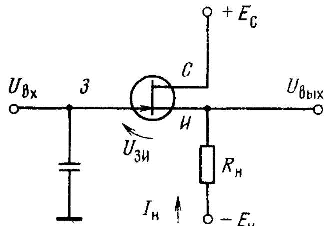


Рис. 8.62

общего коэффициента передачи тока, который теперь равен $h_{21э}=h_{21э1}h_{21э2}$.

На рис. 8.60, *б* показано, каким образом изменяются коллекторные характеристики.

На рис. 8.61 приведена схема эмиттерного повторителя на составных транзисторах.

Аналогично эмиттерному повторителю на полевом транзисторе можно выполнить истоковый повторитель. Схема такого повторителя приведена на рис. 8.62. Здесь полевой транзистор использован для контроля напряжения на конденсаторе. Через смещенный в обратном направлении входной переход полевого транзистора протекает ток порядка 10^{-9} А. Такой небольшой ток оказывает существенно меньшее влияние на зарядку конденсатора по сравнению со смещенным в прямом направлении переходом биполярного транзистора. На рис. 8.63, *а, б* приведены схемы истоковых повторителей с большим входным сопротивлением.

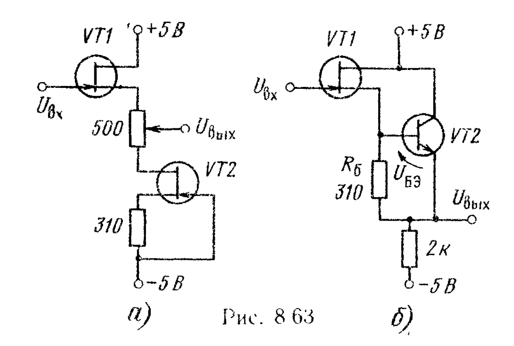


Рис. 8.63

8.5. АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

Усилители

Предварительный усилитель. Предназначен для усиления сигналов, например, поступающих от пьезоэлектрического датчика (микрофона, гидрофона, акселерометра), до уровня, обеспечивающего надежную передачу их на вход основной аппаратуры.

Усилитель (рис. 8.64) выполнен по схеме усилителя зарядки на микросхеме DA1 и двух транзисторов VT1 и VT2. Микросхема DA1 представляет собой двухкаскадный усилитель на полевых транзисторах, что обеспечивает высокое входное сопротивление устройства. Каскад на транзисторе VT1 собран по схеме ОБ. На выходе усилителя включен эмиттерный повторитель на транзисторе VT2. Параметрический стабилизатор на стабилитроне VD1 обеспечивает развязку питающего напряжения. Коэффициент передачи усилителя K определяется соотношением емкости датчика $C_д$ и емкости конденсатора обратной связи C3. Так, для $C_д=1000$ пФ и C3=20 пФ K=50. Требуемый коэффициент передачи устанавливается выбором емкости конденсатора C3.

Использование усилителя зарядки значительно уменьшает влияние емкости кабеля, которым

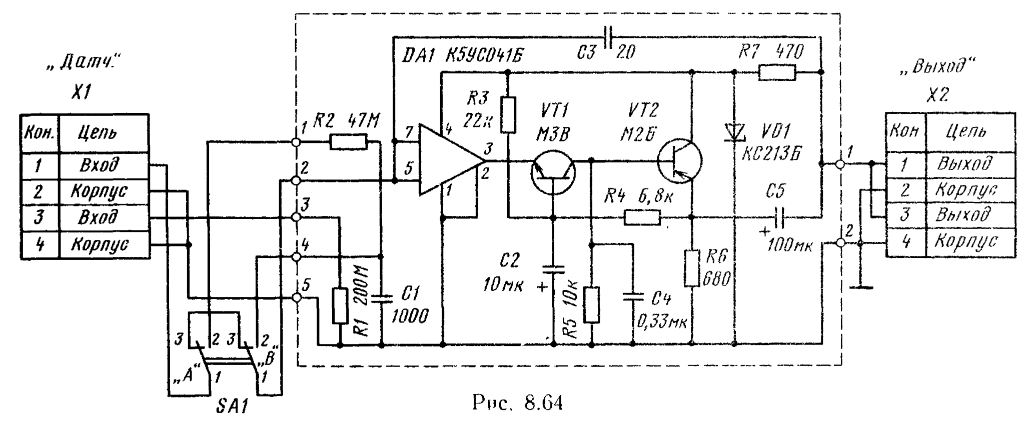


Рис. 8.64

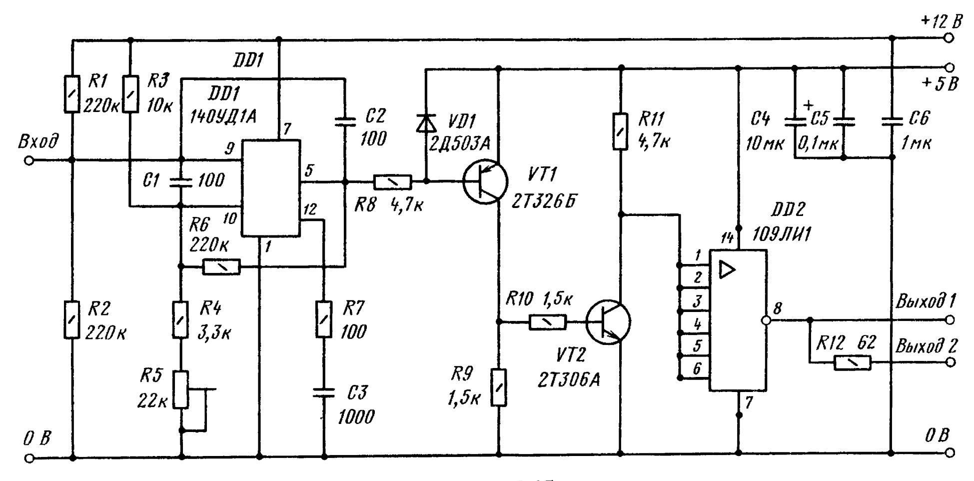


Рис. 8.65

датчик подключается к усилителю. Усилитель соединяется с комплектом основной аппаратуры посредством одного коаксиального или одножильного экранированного кабеля. При этом токоведущая жила кабеля одновременно используется и для передачи сигнала, и для подачи на усилитель постоянного тока питающего напряжения. Такое схемное и конструктивное решение особенно удобно при многоканальных измерениях и разных длинах входных кабелей.

Переключатель SA1, расположенный на корпусе усилителя, позволяет устанавливать одно из двух возможных входных сопротивлений: в положении А — не менее 200 мОм, в положении В — не менее 47 мОм. Коэффициент передачи усилителя 20...100; диапазон рабочих частот 20 Гц... ...20 кГц. В положении А переключателя SA1 неравномерность частотной характеристики не более ±1 дБ, в положении В обеспечивается затухание 6 дБ на октаву. Максимальное выходное напряжение усилителя — 0,5 В; коэффициент нелинейных искажений не более 1 %; выходное сопротивление не более 500 Ом; уровень шумов, приведенный ко входу и измеренный при подключении эквивалентной емкости 1000 пФ в рабочей полосе частот, не более 10 мкВ; изменение коэффициента передачи при изменении температуры окружающей среды в пределах 20...40 °С не более ±1 %; напряжение питания — 27 В; потребляемый ток не более 16 мА. Усилитель размещается в корпусе с размерами 188×50×66 мм.

Усилитель сигнала фотодиода. Предназначен для усиления и последующего преобразования сигнала с расчетом на использование с микросхемами серии 133.

Схема УСФ приведена на рис. 8.65. Первый каскад собран на операционном усилителе DD1. Усилитель охвачен положительной (R6) и отрицательной (С2) обратной связью. Такая обратная связь обеспечивает большой коэффициент усиления и предохраняет усилитель от самовозбуждения. Этот каскад из входного сигнала колоколообразной формы формирует прямоугольные импульсы. Переменный резистор R5 служит для компенсации темнового тока фотодиода. Корректирующая цепь R7, С3 подавляет помехи высокой частоты. Каскады, собранные на транзисторах VT1 и VT2, формируют импульсы с уровнями, необходимыми для микросхем серии 133. В выходном каскаде применена микросхема DD2, к которой непосредственно через согласованный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом и длиной до 30 м подключаются входы микросхем серии 133. Для непосредственного подключения микросхем и через кабель с параллельным согласованием служит выход 1, а через кабель с последовательным согласованием — выход 2.

Усилитель имеет следующие основные характеристики: световой ток — 9...30 мкА; темновой ток — 4...20 мкА; частота входного сигнала — 0...1 кГц; нижний уровень выходных напряжений — 0,4 В, верхний — 2,4 В; длительность фронтов выходного сигнала — 0,2 мкс.

Устройства дистанционного управления

Термометр на терморезисторе. Предназначен для измерения температуры в диапазоне 0...+60 °С с погрешностью ±1 °С (рис. 8.66).

В качестве термодатчика R12 в термометре использован кремниевый монокристаллический терморезистор, разработанный на базе однопереходных транзисторов КТ117 (обозначение КТ117Д — условное). Терморезистор имеет номинальное сопротивление 10 кОм (±20 %) при температуре 25 °С и положительный ТКС 0,5... ..0,7 %/К при температурах —50...+90 °С. Положительный знак ТКС сохраняется до 130... ...150 °С. Такой терморезистор по сравнению с поликристаллическими терморезисторами имеет более высокую стабильность и линейность температурной характеристики, а по сравнению с проволочными — большее сопротивление при малых размерах.

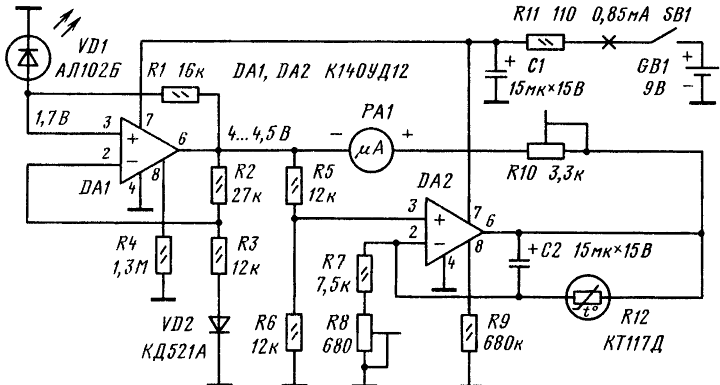


Рис. 8.66

Термометр собран на микромощных операционных усилителях DA1, DA2. На микросхеме DA1 реализован стабилизатор образцового напряжения. Опорное низковольтное напряжение задает светодиод VD1. При токе через него 0,1 мА прямое падение напряжения составляет 1,7 В. Диод VD2 компенсирует изменения выходного напряжения стабилизатора в зависимости от температуры окружающей среды.

Терморезистор R12 включен в цепь ООС микросхемы DA2. Следовательно, ток через него поддерживается постоянным и определяется напряжением, снимаемым с делителя R5, R6, а также сопротивлением резисторов R7 и R8. Выходное напряжение микросхемы DA2 линейно зависит от температуры, поэтому по шкале прибора можно непосредственно отсчитывать температуру в градусах.

Резистор R11 предохраняет термометр от выхода из строя при неправильном подключении источника питания.

В термометре применен микроамперметр М2003 с током полного отклонения стрелки 100 мкА. Диодом VD2 может служить любой кремниевый диод. Терморезистор КТ117Д может заменить однопереходными транзисторами КТ117А—КТ117Г, причем транзисторы с буквами В и Г предпочтительнее, так как они имеют большое сопротивление. При этом базу 1 транзистора соединяют с выводом эмиттера и выводом 2 микросхемы DA2, а базу 2, подключенную к корпусу,— с выходом (вывод 6) микросхемы DA2.

При налаживании прибора терморезистор помещают в среду с минимальной требуемой температурой, соответствующей начальной отметке шкалы. Подстроечным резистором R8 устанавливают стрелку прибора PA1 на эту отметку. Затем терморезистор помещают в среду с максимальной температурой, соответствующей конечной отметке шкалы. Подстроечным резистором R10 добиваются отклонения стрелки на конечную отметку шкалы. В зависимости от сопротивления конкретного экземпляра терморезистора и требуемого диапазона температуры может понадобиться уточнить номиналы резистора R7 и R10.

Термометр с диодным термодатчиком. Схема простого электронного термометра с диодным термодатчиком показана на рис. 8.67. Прибор измеряет температуру в пределах 0...+50 °С с погрешностью ±0,3 °С. Через диод VD1 протекает прямой ток смещения, задаваемый резистором R1. Изменение напряжения на диоде измеряет вольтметр постоянного тока на микросхеме DA1. Генератор стабильного тока, выполненный на полевом транзисторе VT1, задает стабильное опорное напряжение около 0,5 В на резисторах R5 и R6, подключенных к другому входу вольтметра. Напряжение разбаланса регистрирует стрелочный индикатор P1.

Прибор питается от аккумуляторной батареи 7Д-0,1 и потребляет ток 5 мА.

Регулятор температуры. В народном хозяйстве есть немало объектов, температура в которых должна зависеть от условий освещенности. Это могут быть, например, теплицы и парники. Развитие тепличных культур зависит от температуры воздуха, которая днем должна быть выше, чем ночью, а в солнечную погоду — выше, чем в пасмурную. Раздельное использование терморегуляторов и фотореле для автоматизации управления в подобных случаях может привести к отрицательному результату — к недопустимым колебаниям температуры, повышенному расходу теплоэнергии.

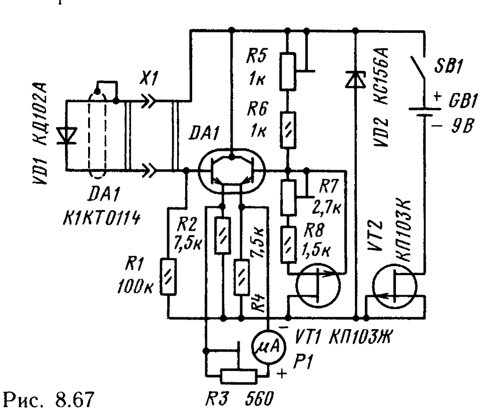


Рис. 8.67

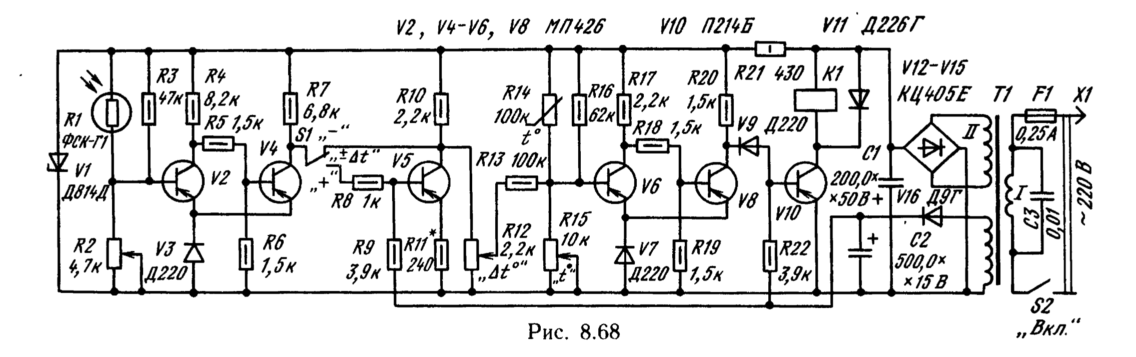


Рис. 8.68

Этих недостатков не имеет автоматический комбинированный регулятор, в котором объединены два различных канала управления: от датчиков освещенности и температуры.

Принципиальная схема такого регулятора показана на рис. 8.68. Он позволяет поддерживать постоянную температуру в пределах от 15 до 50 °С с точностью до 0,4 °С. При отклонении освещенности от установленного порогового уровня температура изменяется скачком (в пределах ±12 °С от установленного значения). Пороговый уровеь освещенности можно устанавливать в пределах 500...25 000 лк. Указанные характеристики обеспечиваются при отклонениях питающего напряжения не более чем на ±20 % от номинального.

Устройство состоит из блока регулирования температуры (РТ), собранного на транзисторах V6, V8, V10, и блока коррекции температуры (КТ) в зависимости от уровня освещенности (транзисторы V2, V4). Блоки связаны согласующим устройством, выполненным на транзисторе V5. В зависимости от положения переключателя S1, установленное значение температуры при изменении условий освещенности сместится в ту или иную сторону. Выходное реле K1, являющееся нагрузкой усилителя мощности V10, своими контактами (на схеме не показаны) управляет работой нагревательного устройства.

Датчики (фоторезистор R1 и терморезистор R14) реагируют на изменение освещенности и температуры соответственно. Параметры среды, поддерживаемые комбинированным регулятором, устанавливают по освещенности переменным резистором R2, по температуре — переменным резистором R15 и регулятором смещения температуры — переменным резистором R12. Блоки РТ и КТ выполнены на основе триггеров Шмитта. Для уменьшения зоны нечувствительности триггеров (гистерезиса) в их эмиттерные цепи включены диоды V3 и V7.

Регулятор работает следующим образом. С повышением температуры объекта уменьшается сопротивление датчика R14 и, следовательно, увеличивается открывающее отрицательное напряжение на базе транзистора V6 и при достижении некоторой температуры (она определяется положением движка переменного резистора R15) триггер Шмитта V6, V8 блока РТ переключается. Это приводит к открыванию транзистора V10, срабатыванию реле K1 и отключению нагревательного устройства. Температура на объекте начинает уменьшаться, сопротивление терморезистора увеличивается, и в некоторый момент происходит обратное переключение триггера.

Порог срабатывания блока КТ зависит от положения движка переменного резистора R2. Когда освещенность объекта меньше пороговой, транзистор V2 триггера Шмитта закрыт, а V4 — открыт. При показанном на схеме положении контактов переключателя S1 на верхнем (по схеме) выводе переменного резистора R12 напряжение близко к нулю (по отношению к нижнему выводу). В этом случае работа блока РТ не зависит от положения движка этого резистора.

Как только освещенность увеличится и станет выше пороговой, триггер V2, V4 переключится, транзистор V4 закроется. На резисторе R12 появится некоторое напряжение, которое изменяет порог срабатывания триггера блока РТ, установленный резистором R15. Теперь этот триггер будет срабатывать уже при меньшей температуре объекта, причем тем меньшей, чем большее напряжение снимается с движка резистора R12. Транзистор V5 согласующего устройства закрыт напряжением, поступающим с вспомогательного выпрямителя на диоде V16, и в работе участия не принимает.

Если перевести переключатель S1 в нижнее положение, то транзистор V5 будет открываться при закрывании транзистора V4. Нетрудно видеть, что в этом случае воздействие блока КТ на блок РТ будет противоположным по знаку. «Поправку», вносимую блоком КТ, можно регулировать переменным резистором.

Большинство деталей регулятора размещено на печатной плате. Она изготовлена из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм.

Маломощные транзисторы в устройстве можно использовать любые из серий МП40—МП42, а мощный — любой из серий П213—П216. Датчики могут быть применены и другие, близкие к указанным по параметрам. Терморезистор R14 — ММТ-6, ММТ-4 или КМТ-4. Переменные резисторы — ППЗ.

Выходное реле K1, управляющее мощным контактором включения обогревателя, РПУ-2 с напряжением срабатывания 24 В. Можно использовать также герконовые реле серии РПГ на такое же напряжение. Если коммутируемая мощность относительно невелика, вполне допустимо применить реле РЭС-22, паспорт РФ4.500.163 или РФ4.500.131.

Трансформатор питания выполнен на магнитопроводе ШЛ20×16. Первичная обмотка содержит 3300 витков провода ПЭВ-2 0,1, обмотка II — 350 витков провода ПЭВ-2 0,47, обмотка III — 100 витков провода ПЭВ-2 0,21. Переключатели S1 и S2 — П2К с фиксацией в нажатом положении.

Плата и остальные детали размещены в металлическом футляре (использован футляр от стандартного понижающего трансформатора ТБ-63). Органы управления регулятором вынесены на переднюю панель. Монтажная панель с установленными на ней печатной платой и трансформатором питания для удобства осмотра и ремонта укреплена в футляре на петлях.

Датчики устанавливают в зоне, где нужно поддерживать заданный микроклимат, и соединяют с регулятором экранированным проводом. Оплетку соединяют с общим минусовым проводом (с левым по схеме выводом резистора R21). Терморезистор помещают в пластмассовый защитный футляр со сквозными отверстиями диаметром 10 мм. Фоторезистор также помещают в защитный футляр, изготовленный из пластмассы молочного цвета и имеющий форму полусферы с радиусом 20...25 мм. Датчики располагают так, чтобы они во время работы автомата были защищены от случайных световых и тепловых воздействий.

Налаживание устройства начинают с градуирования шкалы резистора R12 блока регулирования температуры. Движок резистора R12 устанавливают в нижнее (по схеме) положение. Датчик температуры и образцовый термометр помещают в сосуд с водой и начинают ее подогревать. Шкалу градуируют по образцовому термометру по срабатыванию реле K1 при различных последовательных положениях резистора R15.

Измерители влажности с емкостными датчиками. Емкость конденсатора зависит от диэлектрика, находящегося между его пластинами. На этой зависимости основаны емкостные датчики для измерения влажности различных материалов, уровней жидкости и сыпучих материалов, концентрации различных веществ в жидкостях и др.

Изменение емкости датчика можно определить либо измерением частоты генератора электрических колебаний, в котором емкость датчика служит частотно-зависимым элементом, либо измерением тока в цепи датчика. Для увеличения чувствительности измерителя при малых изменениях емкости датчика необходимо использовать генераторы с повышенными частотами и чувствительные измерительные приборы.

Схема измерителя влажности с емкостным датчиком приведена на рис. 8.69. Устройство состоит из задающего генератора, выполненного по схеме мультивибратора, измерительной цепи, калибратора и датчика. Мультивибратор собран на транзисторах VT1 и VT2. Параллельно конденсатору C3 подключен емкостной датчик C1. Для установки на коллекторах транзисторов одинаковой длительности импульсов, при которой стрелка измерительного прибора не отклоняется, служит резистор R4.

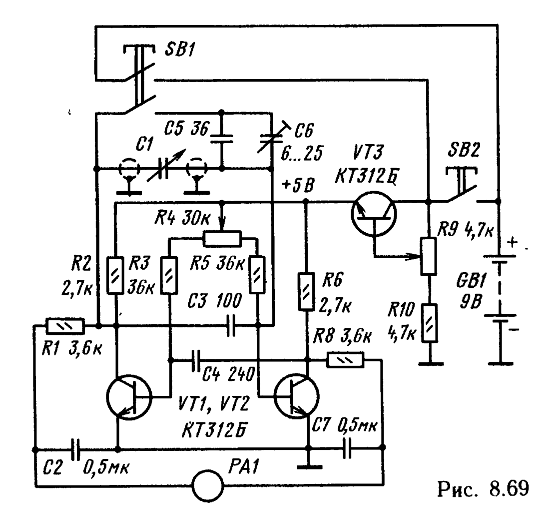


Рис. 8.69

Измерительная цепь содержит резисторы R1, R8, конденсаторы C2, C7 и измерительный прибор PA1.

Увеличение емкости датчика C1 приводит к увеличению длительности импульсов на коллекторе транзистора VT2, что, в свою очередь, приводит к повышению напряжения на конденсаторе C7.

Затем градуируют шкалу переменного резистора R2 блока КТ. Параллельно резистору R7 включают вольтметр, а переключатель S1 от этого резистора временно отключают. Если стрелка прибора не отклоняется, то это свидетельствует о том, что триггер уже переключился, т. е. освещенность выше заданной. Освещенность контролируют по люксметру (например, типа Ю-16). Следует иметь в виду, что фоторезисторы обладают ярко выраженной спектральной зависимостью сопротивления. Поэтому градуировать прибор следует при тех источниках света, с которыми он будет эксплуатироваться.

Шкалу переменного резистора R12 регулировки смещения температуры градуируют по шкале резистора R15 резистора температуры (или по шкале образцового термометра). Устанавливают переключатель S1 в положение «—» и, вращая движок резистора R15, подходят возможно ближе к положению, при котором срабатывает триггер V6, V8. Установив некоторое положение движка резистора R12 и увеличивая освещенность фоторезистора R1 (например, приоткрывая закрытое окно фоторезистора), вращают движок резистора R15 в сторону уменьшения температуры до срабатывания реле K1. Разность показаний по шкале резистора R15 и есть искомая температура смещения при этом положении движка резистора R12. Аналогично определяют и другие отметки шкалы резистора R12.

Устанавливают переключатель S1 в положение «+», подбирают сопротивление резистора R11 (в пределах 200...300 Ом), добиваясь возможно более точного совпадения отметок смещения температуры с уже отградуированной шкалой.

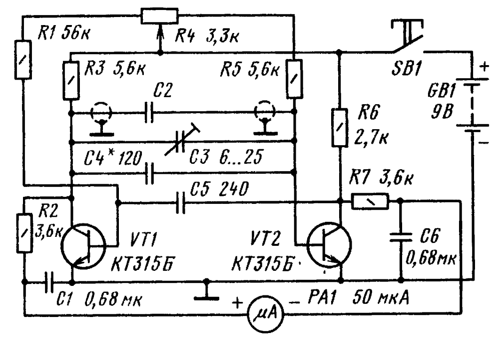


Рис. 8.70

В этом случае ток проходит через измерительный прибор в направлении от резистора R8 к резистору R1. При уменьшении емкости датчика направление тока меняется. Транзистор VT3 включен по схеме эмиттерного повторителя и служит для усиления регулируемого тока.

Датчик состоит из двух пластин одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2...2,5 мм. Слой фольги удален от краев пластин на 3 мм. Со стороны фольги на пластины наклеен стеклотекстолит толщиной 0,3... 0,5 мм. С помощью двух крепежных металлических стоек пластины соединены между собой и с ручкой из изоляционного материала. К рабочим пластинам припаян двухжильный экранированный провод длиной около 1 м. Экран соединяют с корпусом устройства и надевают на него полихлорвинилхлоридную трубку. Емкость между проводами соединительного кабеля должна быть около 150 пФ.

С помощью такого датчика можно измерять влажность зерна до 40 %. Емкость датчика (в зависимости от вида зерна) при максимальной влажности увеличивается на 20... 40 пФ.

Измеритель влажности хлопка. Измеритель (рис. 8.70) состоит из мультивибратора на транзисторах VT1 и VT2, генерирующего колебания ВЧ, и стрелочного индикатора PA1, включенного между коллекторами транзисторов через фильтрующие RC цепи.

Отклонение стрелки индикатора зависит от длительностей импульсов плеч мультивибратора, а они определяются емкостями конденсаторов обратной связи (C2—C5) и положением движка переменного резистора R4, которым стрелку индикатора устанавливают на условный нуль отсчета.

Порцию хлопка (100 г) помещают в измерительный отсек корпуса прибора, изготовленного из изоляционного материала. К крышке и дну отсека прикреплены металлические пластины — это конденсатор C2. В зависимости от влажности хлопка изменится первоначальная емкость конденсатора, и стрелка индикатора отклонится, указав процентное содержание влаги в хлопке.

Измерения ведут при нажатой кнопке SB1. Периодически перед измерением устанавливают переменным резистором и подстроечным конденсатором C3 стрелку конденсатора на нулевую отметку шкалы.

Транзисторы желательно устанавливать с одинаковыми или возможно близкими параметрами. Индикатором служит микроамперметр с током полного отклонения стрелки 50 мкА. Источник питания — батарея «Крона».

Регулирующие устройства

Тринисторный светорегулятор. Светорегулятор предназначен для плавного изменения яркости лампы или ламп освещения общей мощностью до 100 Вт (рис. 8.71).

Регулирующим элементом является тринистор VD2, управляемый фазоимпульсным способом, когда на управляющий электрод тринистора подаются импульсы открывающего напряжения, сдвинутые по фазе относительно напряжения на аноде тринистора.

Фазосдвигающая цепь включает в себя конденсатор C2 и переменный резистор R4. Питается она от параметрического стабилизатора, состоящего из балластного резистора R1 и последовательно соединенных стабилитронов VD3, VD4. Продолжительность зарядки конденсатора до напряжения, при котором открывается аналог однопереходного транзистора (на транзисторах VT1 и VT2) и вслед за ним — тринистор VD2, зависит от сопротивления переменного резистора, установленного перемещением его движка. Продолжительность зарядки будет наибольшей при крайнем левом по схеме положения движка и наименьшей, когда движок установлен в крайнее правое положение. Соответственно изменяется и сдвиг фазы, а следовательно, и яркость лампы HL1, включенной в разъем X2 светорегулятора,— она будет уменьшаться при перемещении движка резистора из крайнего правого положения в левое.

Конденсатор C1, шунтирующий диодный мост, снижает уровень радиопомех, создаваемых работающим светорегулятором.

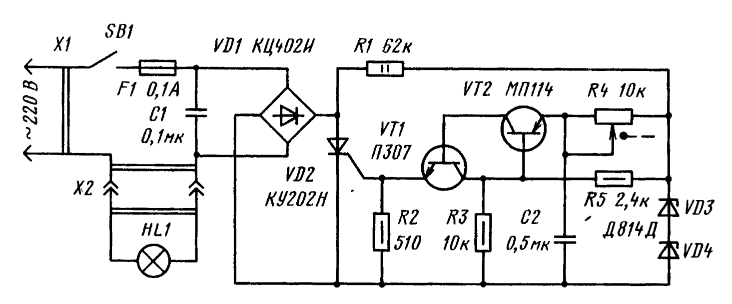


Рис. 8.71

Постоянные резисторы — МЛТ-2 (R1) и МЛТ-0,5 (остальные), переменный — любого типа, совмещенный с выключателем SB1. Конденсаторы — МБМ, C1 — на номинальное напряжение 750 В, C2 — на 160 В. Тринистор может быть КУ202К — КУ202Н. Вместо указанных на схеме стабилитронов подойдут Д813, транзистор П307 можно заменить на МП111Б, а МП114 — на МП115 или на другие аналогичные по параметрам кремниевые транзисторы. При использовании более мощной лампы HL1 нужно установить вместо диодного моста диоды КД202И — КД202Р или подобные, рассчитанные на соответствующий выпрямленный ток и обратное напряжение. Диоды желательно закрепить на радиаторах.

Пределы изменения яркости лампы можно установить во время налаживания устройства подбором резистора R5; от него зависит напряжение смещения на базе транзистора VT2, а следовательно, и напряжение открывания однопереходного транзистора. Резистор подбирают так, чтобы в крайнем левом положении движка переменного резистора была нужная минимальная яркость лампы.

8.6. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

Реле времени. Реле времени, принципиальная схема которого показана на рис. 8.72, предназначено в первую очередь для автоматического отсчета времени (выдержки) при фотопечати, но его, разумеется, можно использовать и в устройствах, где требуется дозирование времени работы. Время отсчета можно плавно изменять переменными резисторами R2 от 0 до 10 с и R3 от 10 до 70 с. Общая мощность нагрузки (лампы или другого устройства), коммутируемой реле, не должна превышать 300 Вт. Реле питается от сети переменного тока напряжением 220 В. Изменения напряжения сети в пределах ±250 % от номинального не влияет на значение установленной выдержки. Мощность, потребляемая узлом управления реле,— не более 3 Вт.

Переключателем S1 нагрузку, в данном случае лампу H2 фотоувеличителя, подключают к сети непосредственно, либо через коммутирующий элемент — тринистор V5 и диоды моста V1—V4. Лампа H1 (например, лампа красного фонаря) соединена с сетью постоянно.

После установки необходимой выдержки переменными резисторами R2 (единицы секунд) и R3 (десятки секунд) кратковременным нажатием кнопки S2 включают нагрузку H2. При этом в обмотках II и III трансформатора T2 возникают импульсы, открывающие тринисторы V7 и V12. Тринистор V7 служит выключателем узла управления и устраняет ошибку в выдержке при первом включении реле (отсчет времени начинается только после открытия тринистора V7).

Через открытый тринистор V12 потечет ток управления тринистором V5, который открывается и подключает нагрузку к сети. Коммутирующий конденсатор C3 в начале выдержки быстро заряжается, подготавливаясь к закрыванию тринистора V12, так что на левом (по схеме) выводе будет положительное напряжение по отношению к правому выводу.

Конденсатор C2 заряжается через резисторы R2—R4 времязадающей цепочки до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет напряжения открывания однопереходного транзистора V10. При его открывании положительное напряжение скачком поступает на управляющий электрод тринистора V11. Последний открывается, и напряжение конденсатора C3 воздействует на тринистор V12 в обратной полярности, закрывая

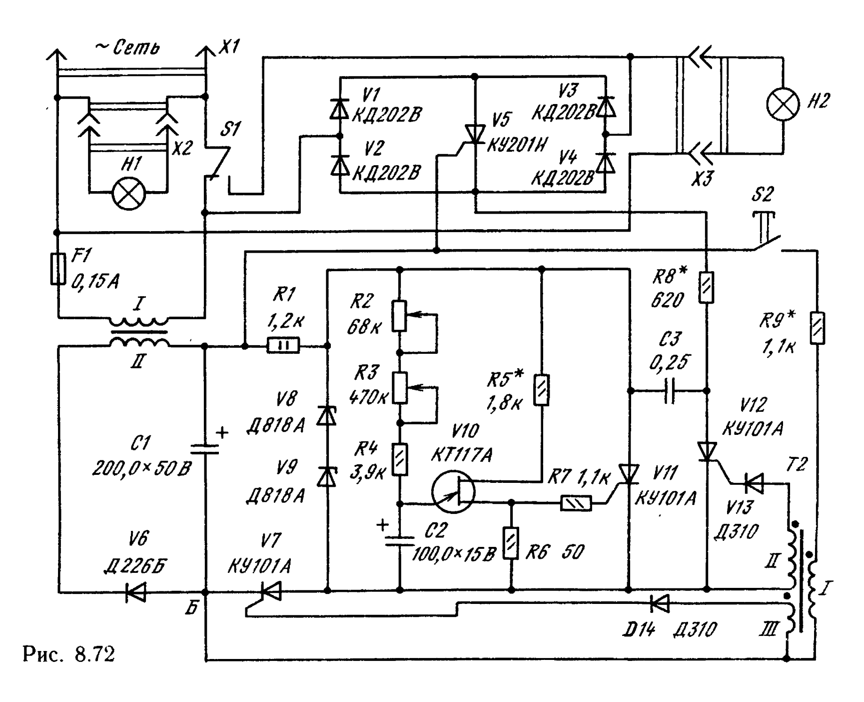


Рис. 8.72

его. Коммутирующий конденсатор С3 при этом быстро перезаряжается через тринисторы V5 и V11 в обратной полярности, т. е. на левом (поссхеме) выводе будет отрицательное напряжение по отношению к правому. В результате ток в цепи управляющего электрода тринистора V5 прекращается и тринистор также закрывается в момент очередного перехода через ноль напряжения питающей сети. Ток через нагрузку прекращается. Тринистор V11 остается открытым и поддерживает низкое напряжение (около 0,5 В) на однопереходном транзисторе V10 и времязадающей цепочке, и отсчет времени происходить не может.

При следующем нажатии на кнопку S2 на тринистор V12 вновь поступает управляющий импульс и переводит его в открытое состояние. Следовательно, открывается и тринистор V5. Напряжение конденсатора С3 оказывается приложенным к тринистору V11, который закрывается. Времязадающая цепочка и однопереходный транзистор V10 снова оказываются под напряжением, и отсчет времени повторяется.

Когда тринистор V11 открыт, на конденсаторе С2 времязадающей цепочки напряжение практически отсутствует, в результате чего возможно повторение выдержки с достаточной точностью сразу после отсчета предыдущей, т. е. после каждой выдержки реле практически мгновенно готово к новому циклу работы. Стабилитроны V8 и V9 обеспечивают стабильное напряжение питания реле, вследствие чего выдержка не зависит от колебаний напряжения питающей сети. Применение однопереходного транзистора позволило получить стабильные выдержки в широком диапазоне температур окружающей среды.

Трансформатор Т1 в реле применен от промышленного реле времени «Контраст», но можно использовать и самодельный, на напряжение во вторичной обмотке около 30 В. Трансформатор может быть выполнен на магнитопроводе ШЛ12×20. Обмотка I должна содержать 4400 витков провода ПЭВ-1 0,15 (для 127 В нужно 2540 витков), а обмотка II — 600 витков провода ПЭВ-1 0,35.

Трансформатор Т2 — любой промышленный малогабаритный трехобмоточный импульсный трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1:1 (например, ТИ-5). Однако его можно изготовить и самостоятельно на кольце из феррита 2000НМ диаметром 10...12 мм. На него наматывают проводом ПЭВ-1 0,15 три обмотки по 50 витков. При этом нужно обозначить начало и конец каждой обмотки. Начало каждой обмотки на схеме помечено точкой.

Переменные резисторы R2 и R3 должны быть группы А (например, СП1-А). Все постоянные резисторы — МЛТ. Конденсаторов С1, С2 — К50-6, а С3 — МБМ.

Стабилитроны V8, V9, транзистор V10 и тринисторы V7, V11, V12 могут быть с любым буквенным индексом. Вместо тринистора КУ201И (V5) можно применить тринистор КУ201Л, а вместо диодов КД 202 В диоды той же серии с буквенными индексами Г—С. Диоды V13 и V14 могут быть любые маломощные. Диод V6 может быть с любым буквенным индексом. Здесь можно применить диоды Д7 с буквенными индексами Б—Ж.

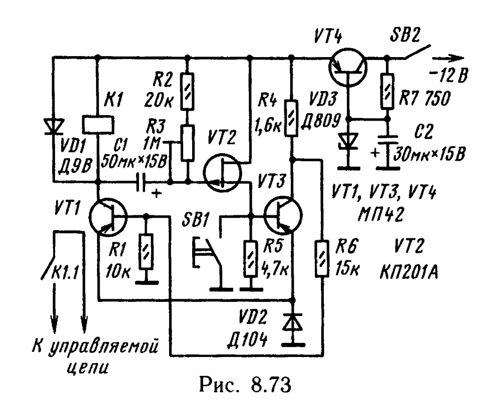


Рис. 8.73

Если реле при первом включении после сборки не включается, то следует уменьшить сопротивление резисторов R8 и R9. Подбирая резистор R5, устанавливают выдержку 10 с. Для этого резистор R2 должен быть полностью введен, а R3 — выведен.

На рис. 8.73 изображена схема реле времени на полевом и биполярном транзисторах. При общем сопротивлении резисторов R2 и R3, равном 1 МОм, максимальное время выдержки составляет 50 с. Нестабильность выдержки времени — не хуже 5 %.

На транзисторах VT1—VT3 собран одновибратор. В исходном состоянии транзисторы VT2 и VT3 открыты, а транзистор VT1 закрыт из-за падения напряжения на диоде VD2.

Если кратковременно нажать на кнопку SB1, то транзистор VT3 закроется, а VT1 откроется. К затвору полевого транзистора VT2 будет приложено напряжение, имеющееся на конденсаторе С1, и транзистор закроется. В таком состоянии транзисторы будут находиться до тех пор, пока конденсатор С1 не разрядится настолько, что транзистор VT2 откроется и одновибратор возвратится в исходное состояние. При открывании транзистора VT1 срабатывает реле К1 и замыкает свои контакты К1.1.

Вместо транзистора КП201А можно использовать КП103 с любым буквенным индексом. В устройстве применено реле К1-РЭС-42 (паспорт РС4.569.151П2).

Реле времени, схема которого показана на рис. 8.74, позволяет устанавливать выдержки времени 1...60 с или 1...60 мин. Нестабильность выдержки времени составляет около 5 %.

Устройство содержит блок питания, времязадающий узел и двухкаскадный усилитель на транзисторах VT1 и VT2.

Блок питания выполнен по бестрансформаторной схеме на диодах VD1—VD4 и стабилитроне VD5. Времязадающий узел включает в себя конденсаторы С3 и С4, переключатель SB2, резисторы R4 и R5, диод VD7 и стабилитрон VD6. В исходном состоянии конденсаторы раз-

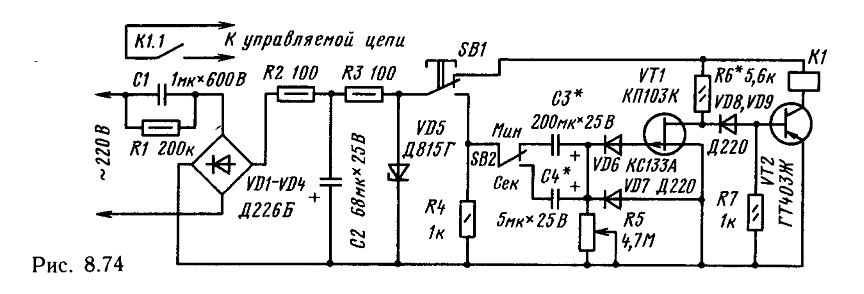


Рис. 8.74

ряжены, транзистор VT1 открыт, а VT2 закрыт, реле КТ обесточено. При нажатии на кнопку SB1 быстро заряжается конденсатор C3 (или C4, в зависимости от положения переключателя SB2) через диод VD7 до напряжения источника питания. После отпускания кнопки конденсатор начинает разряжаться через резисторы R4, R5 и обратное сопротивление диода DV7. Положительное напряжение с конденсатора через стабилитрон VD6 прикладывается к затвору транзистора VT1 и закрывает его. Транзистор VT2 открывается, срабатывает реле КТ. Когда конденсатор C3 (или C4) разрядится до напряжения стабилизации стабилитрона VD6, транзистор VT1 откроется, а VT2 закроется и реле K1 возвратится в исходное состояние.

В реле времени могут быть использованы транзисторы КП102 и КП103 (VT1) и ГТ403 (VT2) с любым буквенным индексом. Диод VD7 должен быть подобран с максимальным обратным сопротивлением. Реле K1 — РЭС-10 (паспорт РС4.524.303П2) или РЭС-22 (паспорт РФ4.500.129П9). Диоды VD8 и VD9 включены последовательно (на схеме показан один).

Реле времени на тиристоре. Получение длительных (до 30 минут) выдержек времени вызывает определенные трудности. Схема реле времени, обеспечивающего такие выдержки при нестабильности не более 10 %, приведена на рис. 8.75. Ток, потребляемый этим устройством,— не более 50 мА.

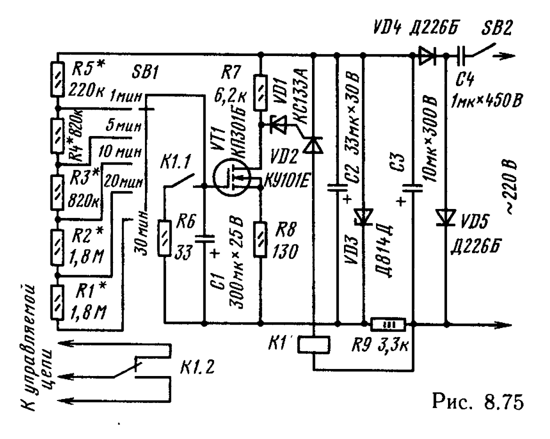


Рис. 8.75

Времязадающая цепь реле состоит из конденсатора C1 и резисторов R1—R5. После замыкания контактов выключателя SB2 конденсатор C1 постепенно заряжается через выбранные переключателем резисторы. При этом открывается транзистор VT1 и напряжение на резисторе R7 растет до тех пор, пока не наступит пробой стабилитрона VD1. Тринистор VD2 открывается, срабатывает реле K1. Контактами K1.2 реле управляет нагрузкой, а контактами K1.1 шунтирует через резистор R6 конденсатор C1, подготавливая устройство к следующему циклу работы.

Конденсатор C4, диоды VD4 и VD5, стабилитрон VD3, резистор R9 и конденсаторы C2, C3 образуют выпрямитель-стабилизатор, обеспечивающий напряжение 11...14 В, необходимое для питания реле времени.

В устройстве применено реле РЭС-22 (паспорт РФ4.500.131П2). Вместо тринистора КУ101Е можно применять КУ103А и КУ103Г.

Реле времени на операционном усилителе. Схема такого реле времени изображена на рис. 8.76. Оно обеспечивает выдержку времени в диапазоне от 0 до 1000 с, разбитом на пять поддиапазонов с верхними пределами 10, 30, 100, 300 и 1000 с. В исходном состоянии реле K1 обесточено, и контакты K1.2 реле разомкнуты. На входе интегратора DA1 и на выходе, а следовательно, на неинвертируемом входе 3 компаратора DA2 напряжение равно нулю. На инвертирующий вход 2 компаратора с переменного резистора R18 поступает опорное напряжение, от значения которого зависит время выдержки. Напряжение на выходе компаратора DA2 близко к +12 В. Оно открывает транзистор VT2, управляющий реле K1, но реле по-прежнему выключено.

При нажатии на кнопку SB4 «Пуск» реле K1 срабатывает и блокирует контактами К12 кнопку SB4. Начинается отсчет времени. Напряжение +12 В со стабилизатора на транзисторе VT2 подано на делитель R1, R2, определяющий входное напряжение на интеграторе DA1. Поддиапазоны выдержки, задаваемые конденсатором C2 и цепями резисторов R3—R12, устанавливают переключателем SB1.

Когда выходное напряжение интегратора превысит опорное напряжение на значение порогового напряжения, компаратора, равного нескольким милливольтам, напряжение на его выходе станет отрицательным и близким к —12 В. При этом транзистор VT2 закрывается, и реле K1 обесточивается; отсчет времени окончен. Для уменьшения времени подготовки к следующей выдержке конденсатор C2 разряжается через резистор R15 и контакты K1.1 реле.

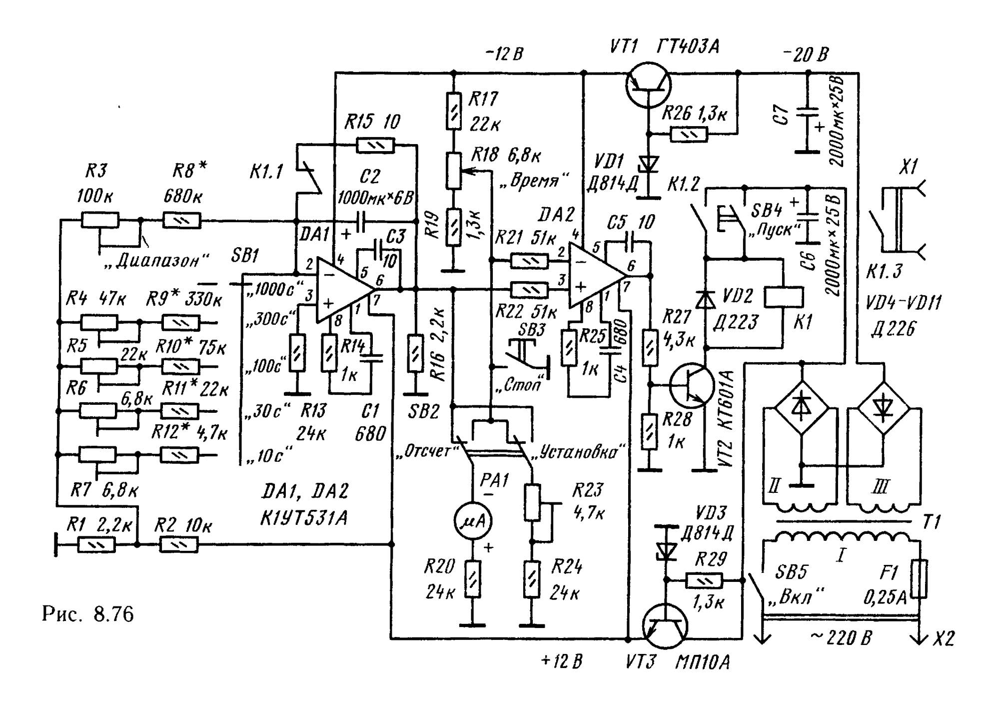


Рис. 8.76

Так как напряжение на выходе интегратора изменяется линейно, то необходимую выдержку устанавливают по шкале прибора PA1 в положении «Установка» переключателя SB2. В положении «Отсчет» переключателя контролируют выдержку времени. Отсчет времени может быть в любой момент прекращен нажатием на кнопку SB3 «Стоп». В процессе отсчета можно также изменять установленную выдержку времени в любую сторону резистором R18.

В устройстве использованы реле РЭС-22 (паспорт РФ4.500.131), кнопки КМ1 (SB3 и SB4), тумблер МТ3 (SB2), переключатель 5П2НПМ (SB1). Микроамперметр PA1—М24 с током полного отклонения 100 мкА и сопротивлением рамки 740 Ом.

Трансформатор T1, выполнен на магнитопроводе Ш16×20. Обмотка I содержит 2200 витков провода ПЭВ-2 0,24, а II и III — по 160 витков провода ПЭВ-2, 0,42.

Шкалу прибора PA1 калибруют, начиная с поддиапазона с верхним пределом 1000 с. Переключатель SB2 устанавливают в положение «Установка» и, вращая движок резистора R18 «Время», добиваются отклонения стрелки прибора PA1 на последнюю отметку шкалы. Затем нажимают на кнопку SB4 «Пуск» и измеряют секундомером времени выдержки. Подбирая резистор R8 и регулируя сопротивление резистора R3, добиваются, чтобы время выдержки составляло 1000 с. Аналогичным образом калибруют шкалы и на других поддиапазонах.

Таймер. Длительность выдержки таймера (рис. 8.77) устанавливают в пределах от 1 до 90 мин переключателями SB2 и SB3.

Таймер состоит из реле времени, выполненного на элементе DD1.1, генератора на элементах DD1.2 и DD1.3, инвертора на элементе DD1.4, усилителя на транзисторе VT1 и головного телефона BA.1.

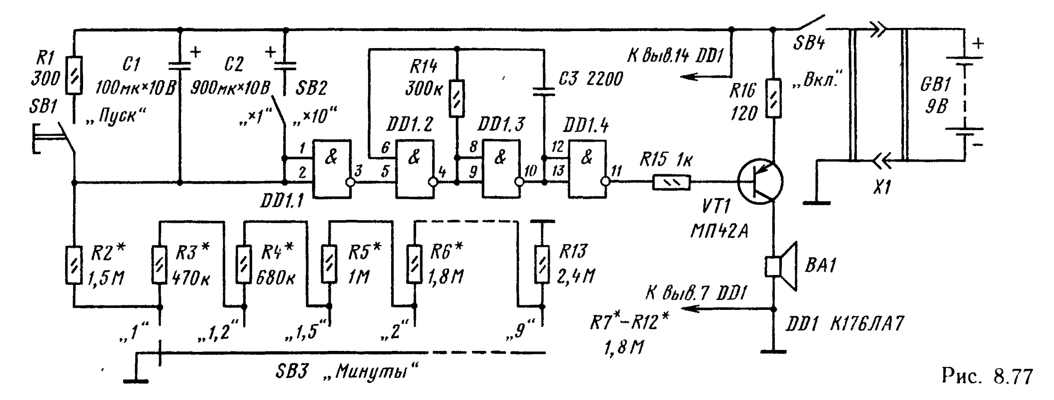


Рис. 8.77

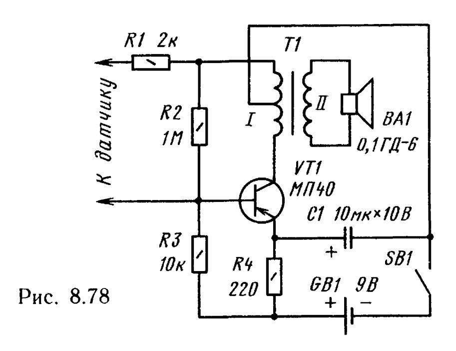


Рис. 8.78

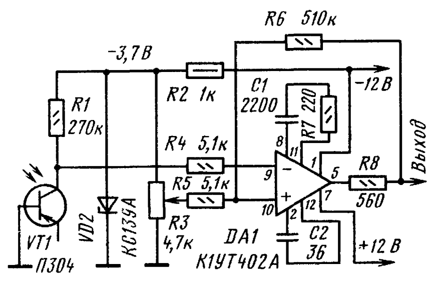


Рис. 8.79

Для пуска таймера нажимают кнопку SB1, давая возможность разрядиться конденсатору C1 (и C2, если он подключен выключателем SB2). После отпускания кнопки конденсатор начинает заряжаться через резистор R2 или цепь из последовательно соединенных резисторов R2—R12; это зависит от положения подвижного контакта переключателя SB3. Как только напряжение на входах элемента DD1.1 достигнет порога переключения, на выходе элемента появится напряжение высокого уровня (логическая 1) и генератор включится. Его колебания частотой около 1000 Гц поступят через инвертор и усилитель на головной телефон, являющийся звуковым индикатором. Усилитель нужен для согласования нагрузки (телефона B1) с выходом инвертора. В отсутствие колебаний транзистор находится в закрытом состоянии. Этим обеспечивается высокая экономичность таймера; в режиме ожидания он потребляет ток не более 0,5 мА.

В таймере использованы резисторы МЛТ-0,125, конденсаторы C1, C2—К53-14 (C2 составлен из шести параллельно соединенных конденсаторов), C3—КЛС.

Реле уровня. Прибор (рис. 8.78) состоит из генератора НЧ, собранного на транзисторе VT1 с трансформатором T1, и выносного датчика из двух пластин с резиновой присоской. С помощью присоски датчик можно укрепить в ванне, в баке или другом резервуаре, уровень воды в котором не должен превышать заданного. Пока вода не доходит до датчика, напряжения смещения на базе транзистора, снимаемого с делителя R2, R3, недостаточно для открывания транзистора. Как только вода дойдет до датчика, параллельно резистору R2 окажется включенным резистор R1 и напряжение на базе транзистора резко увеличится. Транзистор откроется, и из головки послышится звуковой сигнал.

8.7. СИГНАЛИЗАТОРЫ И ИНДИКАТОРЫ

Фотореле. Фотореле, приведенное на рис. 8.79, обладает высокой чувствительностью благодаря использованию операционного усилителя DA1. Светочувствительный элемент VT1 изготовлен из транзистора П304. Для этого у него срезают верхнюю плоскую часть корпуса и закрывают прозрачной крышкой из стекла или пластмассы.

Фотореле представляет собой компаратор (пороговое устройство). Порог срабатывания устанавливают подбором напряжения на неинвертирующем входе 10 операционного усилителя.

В исходном состоянии при затемнённом фотоэлементе потенциал на инвертирующем входе 9 операционного усилителя ниже, чем на входе 10; при этом на выходе устройства напряжение положительно.

Если фоторезистор VT1 осветить, его сопротивление уменьшается и, как только напряжение на входе 9 усилителя станет меньше, чем на входе 10, выходное напряжение благодаря действию ПОС лавинообразно изменится до некоторого отрицательного значения. При затемнении фоторезистора реле вернется в исходное состояние.

Чувствительность фотореле можно регулировать переменным резистором R3. Напряжения, указанные на схеме, соответствуют темновому режиму работы. Фотореле может быть использовано в аппаратуре контроля и автоматики, в различных радиолюбительских устройствах.

Электронный шагомер. В электронном шагомере десятки пройденных шагов отображаются на четырехразрядном цифровом табло. Питается прибор от батареи «Крона» или аккумулятора 7Д-0,1. В режиме покоя он потребляет ток 3 мкА, при ходьбе — 0,15 мА, при включении индикации 40 мА.

Принципиальная схема шагомера изображена на рис. 8.80. Он состоит из герконового датчика SB1, формирователя импульсов (микросхема DD1) — одновибратора на базе RS триггера, счетчиков DD2—DD6, светодиодных индикаторов HL1—HL4 и источника питания. На рис. 8.81 приведена временнáя диаграмма работы. В исходном состоянии на выводе 3 DD1 напряжение низкого логического уровня.

Во время бега или ходьбы постоянный магнит датчика совершает колебательные движения вдоль оси геркона SB1 и его контакты замыкаются. При этом короткий «отрицательный» импульс с дифференцирующей цепи R1, C1, R2 (она исключает генерирование импульсов, если по каким-либо причинам геркон будет постоянно замкнут), поступающий на вывод 1 DD1.1, переключает RS триггер на DD1.1, DD1.4. С выхода DD1.4 напряжение низкого уровня через инвертор DD1.2 подается на времязадающую цепь R3, C2, начинается заряд ее конденсатора C2. Как только напряжение на нем достигнет порога срабатывания элемента DD1.3, на его вы-

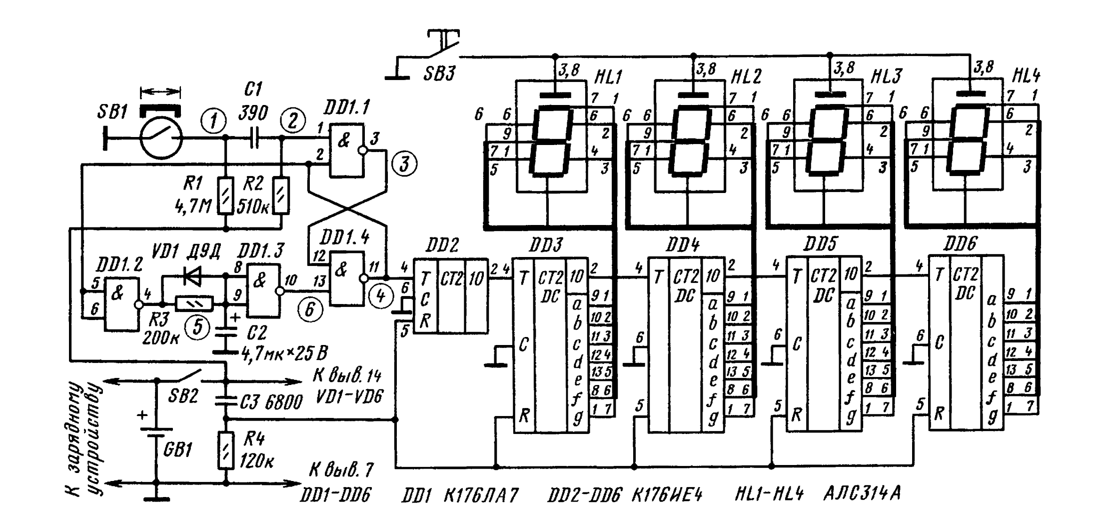


Рис. 8.80

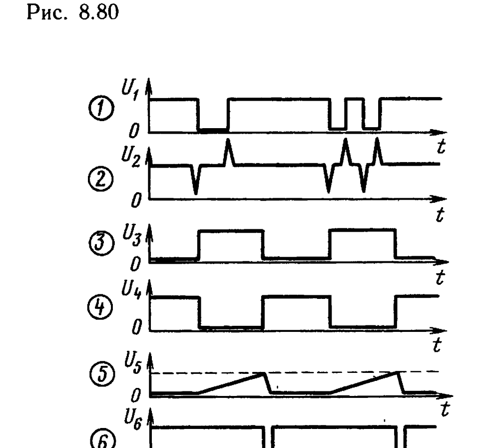


Рис. 8.81

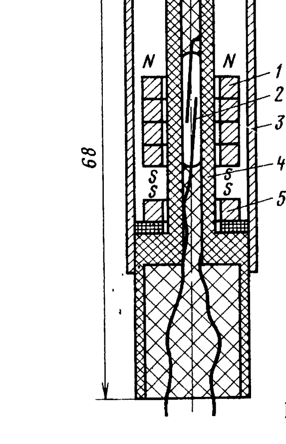


Рис. 8.82

ходе появится напряжение низкого логического уровня и RS триггер возвратится в исходное состояние. Длительность генерируемого импульса несколько больше времени затухания колебаний постоянного магнита.

Импульсы, сформированные микросхемой DD1, подсчитываются счетчиками DD2—DD6. Их состояние дешифруется и отображается (при замкнутых контактах кнопки SB3) светодиодными индикаторами HL1—HL4.

Установка счетчиков в нулевое состояние происходит одновременно с включением питания выключателем SB2.

Конструкция датчика приведена на рис. 8.82. Датчик изготовлен из кнопки КПМ-9-3. Пластмассовый стержень 4, внутри которого установлен геркон 2, заключен в алюминиевый кожух 3. В нижней части стержня закреплен кольцевой магнит 5. Над ним в подвешенном состоянии удерживается блок кольцевых магнитов 1, внутренний диаметр которых на 0,5 мм больше диаметра стержня. Изменяя положение магнита 5, необходимо добиться, чтобы в статическом положении шагомера геркон был разомкнут. При ходьбе или беге блок магнитов должен по инерции смещаться и вызывать замыкание геркона.

Шагомер рекомендуется носить так, чтобы датчик находился в вертикальном положении. Чтобы исключить ложные срабатывания при езде в тряском транспорте, устройство следует перевернуть индикаторной панелью вниз.

Индикаторы включают нажатием на край защитного стекла передней панели.

Сигнализатор уровня жидкости. Сигнализатор (рис. 8.83) состоит из генератора, выполненного на микросхеме DD1, усилителя мощности на транзисторе VT3 и электронного ключа на транзисторах VT1, VT2. Датчик, подключаемый к разъему X1, состоит из двух металлических штырей, укрепленных на планке из изоляционного материала на расстоянии 20...30 мм друг от друга. Питание на автомат подается через штырьки 1, 2 разъема датчика.

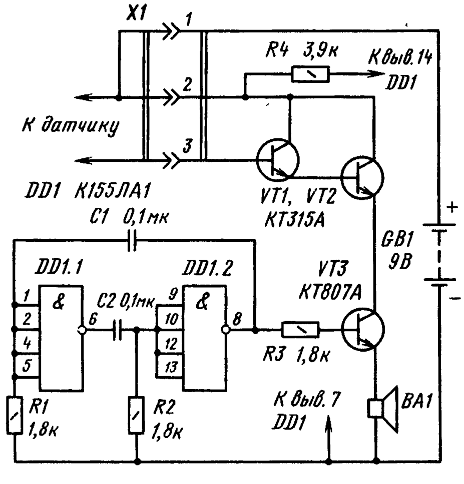


Рис. 8.83

Когда вода достигнет датчика, сопротивление между его штырями станет сравнительно небольшим и достаточным для открывания транзисторов VT1, VT2 ключа. Через них на усилитель мощности поступит напряжение питания, и в динамической головке раздастся звук.

Чувствительность автомата высокая: он срабатывает уже при сопротивлении между штырями датчика 500 кОм. Это необходимо для контроля уровня другой жидкости, обладающей большим сопротивлением по сравнению с водой.

Микросхему К155ЛА1 можно заменить на К155ЛА3, использовав только два ее элемента, но в этом случае придется подобрать резистор (уменьшить его сопротивление почти вдвое), чтобы напряжение между выводами 7 и 14 микросхемы составило примерно 5 В. Вместо транзисторов КТ315А подойдут другие кремниевые транзисторы структуры n-p-n; статический коэффициент передачи тока их должен быть более 20. Вместо транзистора КТ807А можно установить КТ807Б. Динамическая головка В1—0,1ГД-6 или другая малогабаритная головка мощностью до 0,25 Вт и сопротивлением звуковой катушки постоянному току 6...10 Ом.

Питается сигнализатор от источника напряжением 9 В (например, две батареи 3336Л, соединенные последовательно); потребляемый им ток в режиме ожидания не превышает 10 мА.

Акустическое реле. Датчиком автомата (рис. 8.84) является капсюль В1, например ТА-4 или от головных телефонов ТОН-2. Электрический сигнал, полученный в результате преобразования звукового, поступает с датчика на трехкаскадный усилитель, выполненный на транзисторах VT1—VT3, после усиления детектируется и в виде постоянного тока управляет электронным реле, собранным на транзисторе VT4. Срабатывает электромагнитное реле К1 и подает напряжение с заряженного конденсатора С6 на базу транзистора VT4. При этом срабатывает реле К2 и подключает контактами К2.1 источник питания к базовой цепи транзистора VT4 (что равносильно самоблокировке реле К2), а контактами К2.2 — лампу-ночник HL2. Теперь после прекращения звукового сигнала контакты К1.1 разомкнутся и конденсатор С6 разрядится через резисторы R8 и R7.

Когда нужно погасить лампу, вновь подают звуковой сигнал, например хлопают в ладоши. Реле К1 срабатывает вновь, но теперь его контакты К1.1 подключают к базе транзистора VT4 разряженный конденсатор С6. Поскольку конденсатор в этот момент представляет небольшое сопротивление, он замыкает базу на общий провод и реле К2 отпускает, лампа-ночник выключается.

Питается автомат от сети переменного тока через понижающий трансформатор Т1. К его вторичной обмотке подключен двухполупериодный выпрямитель на диодах VD3—VD6, после которого следует простейший стабилизатор на стабилитроне VD7. Сигнализатором включения автомата в сеть служит неоновая лампа HL1. Яркость ее свечения зависит от сопротивления резистора R12.

Транзисторы VT1—VT3 могут быть серий МП39—МП42 со статическим коэффициентом передачи тока не менее 30, VT4—ГТ403А, ГТ403Б. Диоды VD1, VD2—Д2, Д9 с любым буквенным индексом, VD3—VD7 — любые из серий D226. Резисторы МЛТ-1 (R11), МЛТ-0,5 (R12) и МЛТ-0,25 (остальные). Конденсаторы С1—С3, С6—С8—К50-6; С4, С5—МБМ. Реле К1 и К2—РЭС-9, паспорт РС4.524.200 или другие, срабатывающие при напряжении не более 11 В. Если реле срабатывают при большем напряжении, приходится заменять стабилитрон Д815Д на Д815Е.

Трансформатор выполнен на магнитопроводе сечением 3,5 см^2. Обмотка I содержит 2580 витков провода ПЭВ-1 0,15, обмотка II — 190

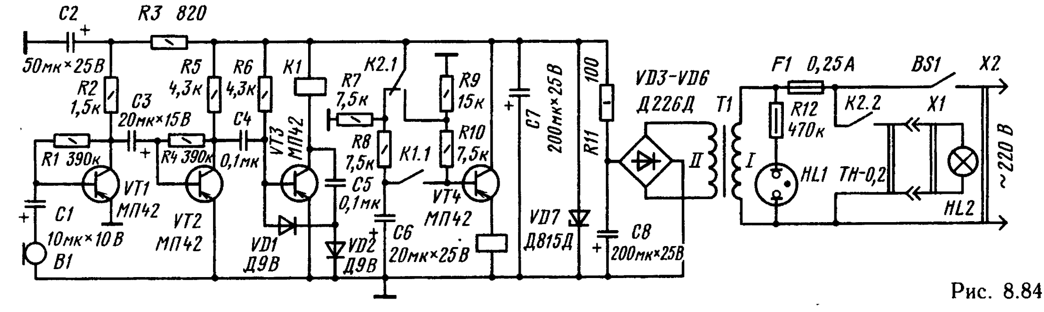


Рис. 8.84

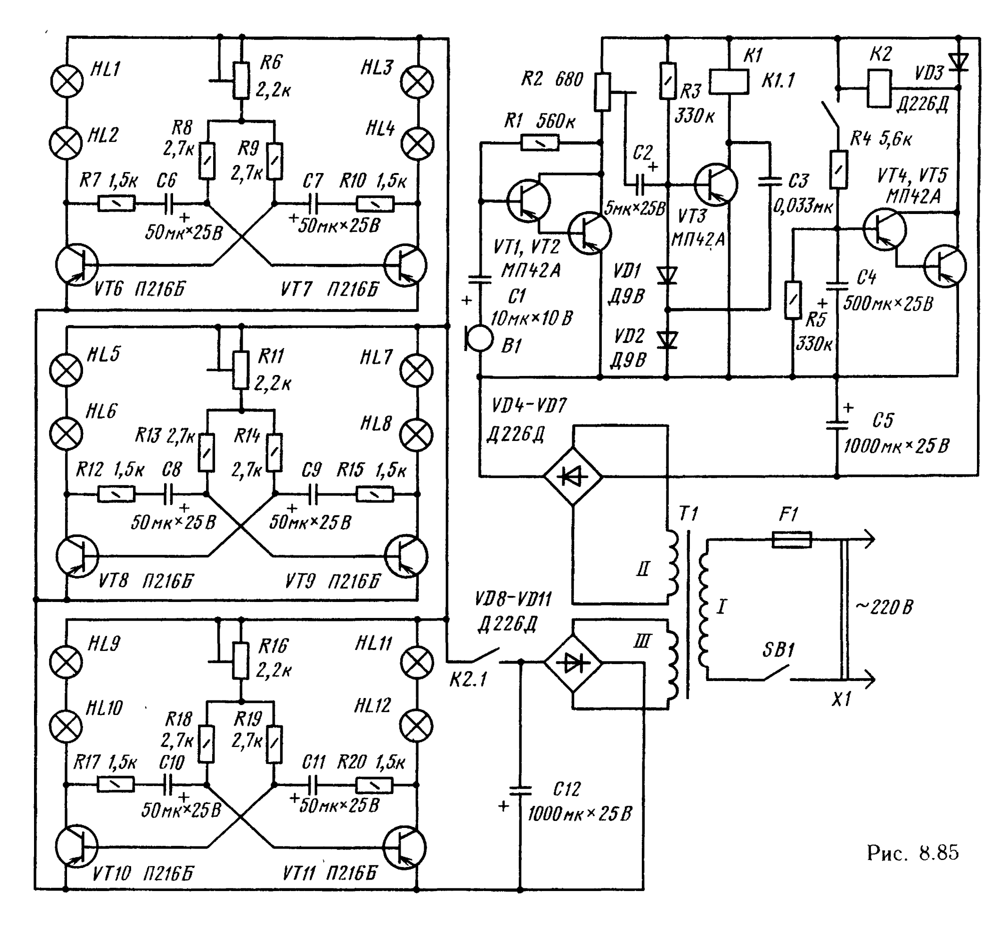


Рис. 8.85

витков ПЭВ-1 0,3. Подойдет и готовый трансформатор небольшой мощности (не менее 5 Вт) с напряжением на вторичной обмотке 15...18 В.

На рис. 8.85 показано акустическое реле, выполненное на пяти транзисторах по несколько видоизмененной, по сравнению с предыдущей конструкцией, схеме. Сигнал с датчика — капсюля B1 подается на первый каскад усиления, собранный на составном транзисторе VT1 VT2. Нагрузкой каскада служит подстроечный резистор R2 (регулятор чувствительности). С его движка сигнал поступает на каскад, собранный на транзисторе VT3 и работающий аналогично такому же каскаду в предыдущей конструкции. Как только при появлении звукового сигнала сработает реле K1, его контакты K1.1 подключат к источнику питания зарядную цепь R4, C4. Конденсатор заряжается сравнительно быстро, но разряжается после размыкания контактов K1.1 значительно дольше, поддерживая на базе составного транзистора VT4 VT5 напряжение, необходимое для его открывания. Все это время через обмотку реле K2 протекает ток, а его замкнувшиеся контакты K2.1 подают напряжение питания на три мультивибратора, собранных на транзисторах VT6—VT7.

Нагрузками каждого мультивибратора служат пары последовательно соединенных ламп, окрашенных в разные цвета. К примеру, лампы HL1 и HL2 могут быть красными, HL3 и HL4 — зелеными, HL5 и HL6 — синими и т. д. Поскольку частота переключения мультивибраторов разная, вспышки ламп будут следовать независимо друг от друга и создавать впечатление сверкающего разными красками кристалла. Свечение ламп прекратится лишь через несколько секунд после окончания звукового сигнала.

Питается автомат от двух выпрямителей с разными выходными напряжениями: для акустического реле используется выпрямитель на диодах VD4—VD7 со сглаживающим конденсатором C5, для мультивибраторов — на диодах VD8—VD11 с конденсатором C12.

Транзисторы акустического реле могут быть серий МП25, МП26, МП39—МП42 с коэффициентом передачи тока не менее 20. Транзисторы мультивибраторов более мощные — серий П213—П217 с возможно большим коэффициентом передачи тока. Диоды VD1, VD2 — любые из серий Д2, Д9; VD3—VD11 — любые из серий Д226, Д7. Электролитические конденсаторы — К50-6, С3 — КЛС. Постоянные резисторы — МЛТ-0,25, подстроечные— СП3-1б. Лампы HL1—HL12 — на напряжение 6,3 В и ток 0,15 А, но подойдут и такие же лампы на ток 0,28 А.

Электромагнитные реле — РЭС-10, паспорт

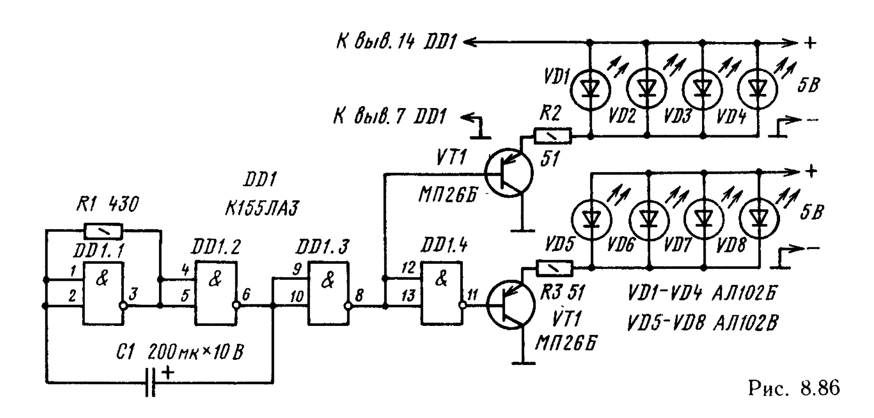


Рис. 8.86

РС4.524.305 (можно РС4 524.302). Трансформатор может быть как готовый, так и самодельный мощностью не менее 10 Вт. Обмотка II должна быть рассчитана на напряжение 19 В и ток 100 мА, обмотка III — на напряжение 10 В и ток 0,6 А.

Налаживание автомата начинают с установки подстроечными резисторами R6, R11, R16 частоты мультивибраторов при замкнутых контактах K2.1 реле K2. Добившись этой операцией наиболее разнообразного свечения ламп, переходят к налаживанию акустического реле (перемычку между выводами контактов K2.1 удаляют), подбором резистора R3 устанавливают нужный ток коллектора транзистора VT3, а подбором резистора R1 — наибольшую чувствительность автомата. Затем подстроечным резистором R2 подбирают такую чувствительность, чтобы автомат срабатывал при заданном уровне звукового сигнала.

Переключатель светодиодных гирлянд. Каждая гирлянда состоит из четырех параллельно включенных светодиодов (рис. 8.86), причем светодиоды VD1—VD4 — красного свечения, VD5—VD8 — зеленого. Гирлянды светодиодов включены в эмиттерную цепь своего транзистора и совместно с резисторами R2 и R3 выполняют роль нагрузок эмиттерных повторителей. Базы транзисторов соединены с выходами инверторов (элементы DD1.3 и DD1.4).

Генератор импульсов, переключающий гирлянды, выполнен на элементах DD1.1 и DD1.2 по обычной схеме. Частота переключений зависит от емкости конденсатора обратной связи.

Электронный переключатель питается от любого источника напряжением 5 В. Чтобы переключатель был малогабаритным, удобно использовать в качестве источника, например, последовательно соединенные элементы 332, 316. Тогда детали переключателя уместятся в корпусе размерами 85×70×30 мм. На боковой стенке корпуса укрепляют выключатель, а через рядом расположенное отверстие выводят проводники к гирляндам.

«Бегущие огни» из четырех гирлянд. Одна из микросхем серии К155 представляет собой четырехразрядный универсальный сдвиговый регистр К155ИР1, содержащий четыре синхронных RS триггера. В зависимости от напряжения логического уровня тринистора VD2 он работает либо в режиме записи по входам триггеров, либо осуществляет сдвиг информации от триггера к триггеру с каждым тактовым импульсом.

Используя эту микросхему, нетрудно собрать сравнительно простой автомат (рис. 8.87), создающий эффект «бегущего огня», с четырьмя гирляндами. Автомат содержит тактовый генератор на элементе DD1.1 и транзисторе VT1, формирователь импульса сброса на элементе DD1.2, регистр сдвига DD2 и инверторы DD1.3—

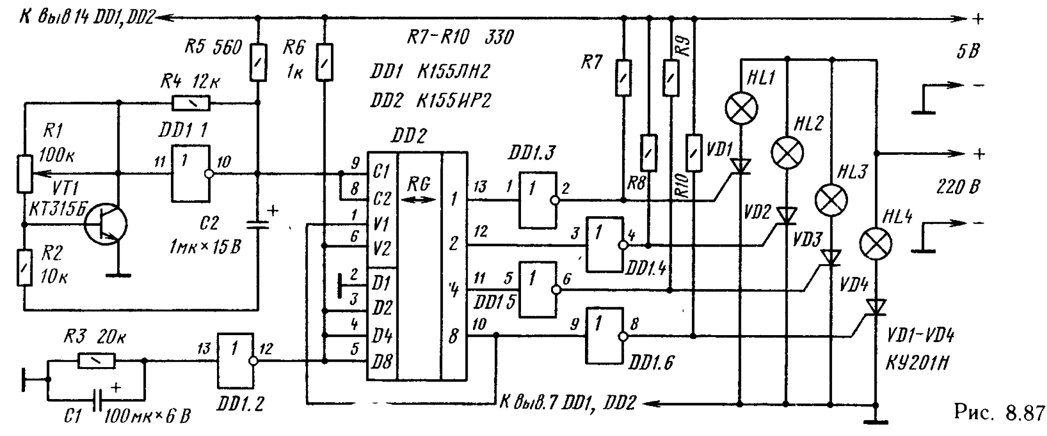


Рис. 8.87

DD1.6, управляющие тиристорами (тринисторы) VD1—VD4, включенными последовательно с гирляндами ламп HL1—HL4.

Сразу после включения питания на выходе формирователя сброса в течение 0,5...0,7 с будет присутствовать напряжение высокого уровня (логическая 1). Оно переведет регистр DD2 в режим записи, и первый импульс тактового генератора запишет по входу DD1 (вывод 2) логический 0, а по входам DD2, DD4, DD8 (выводы 3—5) — логическую 1. На выходе элемента DD1.3 будет напряжение высокого уровня, и оно откроет тринистор VD1. Загорится гирлянда HL1.

Как только на выходе формирователя (через 0,5...0,7 с) появится напряжение низкого уровня (логический 0), регистр DD2 перейдет в режим сдвига и с каждым импульсом тактового генератора логический 0 начнет поочередно переходить с одного выхода на другой. Начнут поочередно зажигаться гирлянды HL2—HL4, HL1 и т. д. Частоту переключения гирлянд устанавливают равной 1...8 Гц переменным резистором R1.

Небольшим усложнением автомата (рис. 8.88) можно добиться реверса «бегущего огня» — перемещения его в ту или иную сторону. Для знакомства с работой устройства предположим, что кнопка SB2 и переключатель SB1 находятся в показанном на схеме положении. После включения питания в течение 0,5... 0,7 с на выходе элементов DD2.1 (формирователя импульса сброса) и DD2.2 присутствует логическая 1, а на выходе DD2.3 — логический 0. Регистр DD5 находится в режиме записи, а счетчик DD1 устанавливается в исходное состояние. На входах DD1, DD2, DD4, DD8 (выводы 2—5) регистра независимо от сигналов на его выходах присутствуют логические 0, 1, 1 соответственно. С первым импульсом тактового генератора они записываются в регистр. Открывается тринистор VD1, и зажигается гирлянда HL1.

Когда элементы DD2.1 и DD2.3 изменяют свое состояние на обратное, на выходе DD2.2 остается логическая 1 и регистр продолжает работать в режиме записи. Теперь сигналы на выходах элементов DD4.1—DD4.4 соответствуют сигналам на выходах DD5 и с каждым импульсом, приходящим с тактового генератора, логический 0 последовательно появляется на выводах 10—13 — свет «бежит» в одном направлении.

Если теперь нажать кнопку SB2, в работу включится счетчик DD1 и через два импульса тактового генератора на его выводе 12 появится логическая 1, а на выходе элемента DD2.2 — логический 0. Регистр DD5 переключится в режим сдвига, и логический 0 будет перемещаться в направлении с вывода 13 к выводу 10 — свет «побежит» в другую сторону. Еще через два импульса генератора регистр вновь перейдет в режим записи. Число импульсов, через которое будет изменяться направление движения огней, устанавливают переключателем SB1. Если в момент перемещения света в ту или иную сторону отпустить кнопку, счетчик DD1 отключится и направление движения света не будет изменяться. Скорость перемещения света регулируют переменным резистором R2.

При отсутствии микросхемы К155ЛН2 инверторы DD1.3—DD1.6 (рис. 8.88) с открытым коллекторным выходом можно заменить элементами микросхемы К155ЛА8, а формирователь импульса сброса и тактовый генератор выполнить на микросхеме К155ЛА3, исключив транзистор VT1.

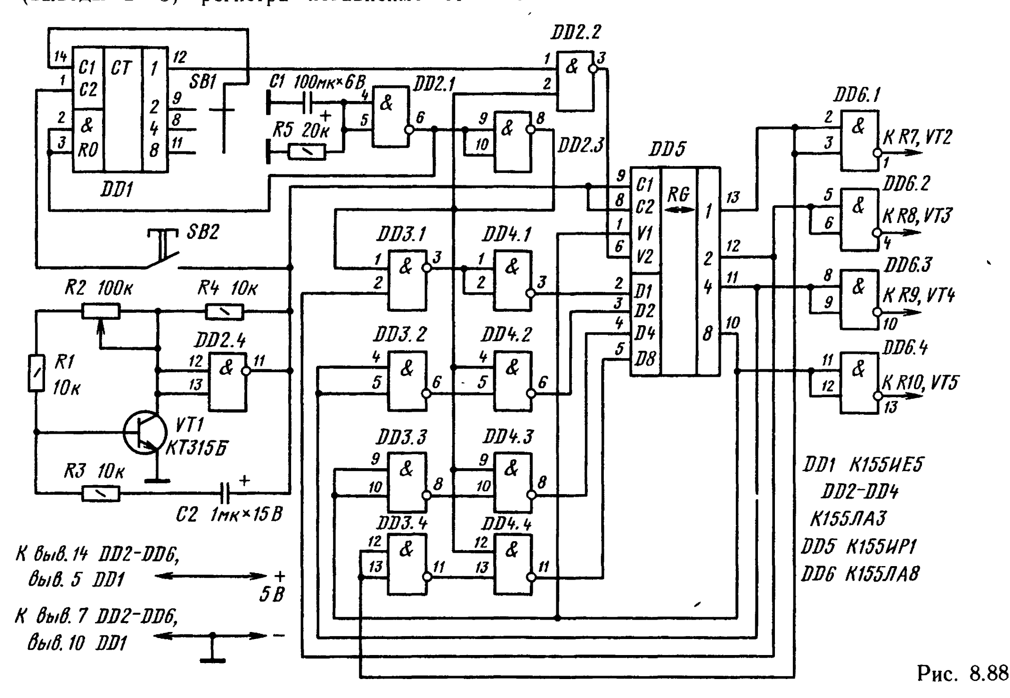


Рис. 8.88

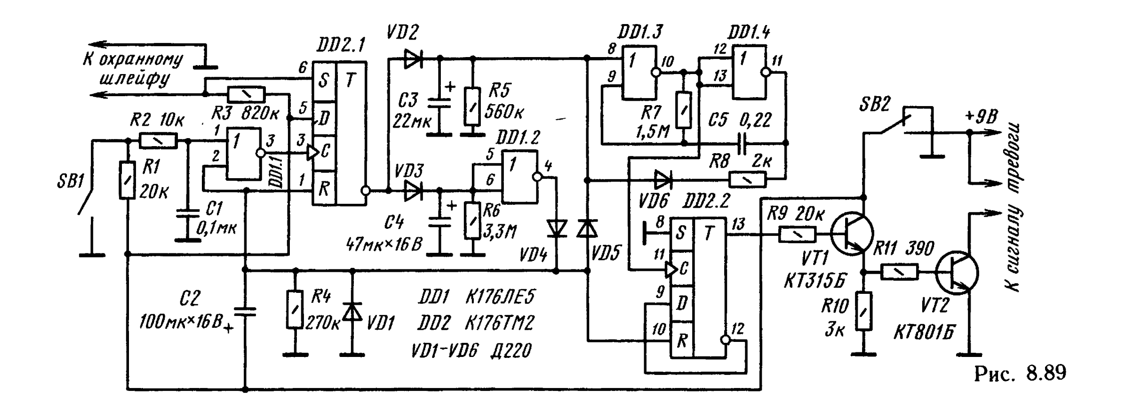


Рис. 8.89

Тринисторы устанавливают на радиаторы и во избежание их перегрева подключают гирлянды ламп, суммарная мощность каждой из которых не превышает 600 Вт.

Охранное устройство. Охранное устройство может быть использовано для охраны самых различных объектов. Срабатывает сигнал тревоги либо при замыкании контактов выключателя SB1, либо при обрыве провода охранного шлейфа. Устройство питается от источника постоянного тока напряжением 9 В и потребляет в дежурном режиме ток около 30 мкА. Оно не содержит электромеханических реле, поэтому может работать в условиях повышенной влажности и значительных вибраций без ложных срабатываний в интервале рабочих температур от —40 до +70 °С.

Схема устройства изображена на рис. 8.89. После включения питания переключателем SB2 начинает заряжаться конденсатор С2 через резистор R4. Напряжение с этого резистора подается на вход инвертора DD1.1 и на входы R триггеров DD2.1 и DD2.2. Триггеры установятся в нулевое состояние.

С инверсного выхода триггера DD2.1 напряжение высокого уровня через диоды VD2 и VD3 заряжает конденсаторы С3 и С4. Замыкание сторожевых контактов SB1 (в то время, пока заряжается конденсатор С2) не изменит состояния устройства. Окончание зарядки конденсатора С2 будет соответствовать подаче напряжения низкого уровня на вход элемента DD1.1 и входы R триггеров DD2.1 и DD2.2 и переходу устройства в дежурный режим. Время выдержки после включения — около 20 с.

Теперь замыкание контактов SB1 вызовет появление напряжения высокого уровня на выходе элемента DD1.1. Фронт этого импульса переключит триггер DD2.1, так как на его входе R уже нет удерживающего напряжения. Конденсаторы С3 и С4 начнут разряжаться через резисторы R5 и R6 соответственно. Уменьшение до нуля напряжения на верхнем (по схеме) входе элемента DD1.3 повлечет за собой включение мультивибратора, собранного на двух элементах DD1.3 и DD1.4 ИЛИ-НЕ с времязадающим конденсатором С5. С выхода элемента DD1.3 импульсы поступают на счетный вход триггера DD2.2.

С выхода триггера сигналы подаются на базу транзистора VT1, включенного эмиттерным повторителем. С нагрузочного резистора R10 импульсное напряжение поступает на выходной каскад на транзисторе VT2. Нагрузкой транзистора служит источник звукового сигнала. Частота включения звукового сигнала — около 0,5 Гц. Отрезок времени с момента замыкания контакта SB1 до момента включения тревожных сигналов, т. е. время разрядки конденсатора С2, равно 8 с. Время подачи прерывистого тревожного сигнала — около 3 мин.

Уменьшение до нуля напряжения на конденсаторе С4 приведет к появлению на выходе инвертора DD1.2 напряжения высокого уровня, который через диод VD4 воздействует на R входы триггеров DD2.1 и DD2.2. Триггеры установятся в нулевое состояние, и конденсаторы С3 и С4 вновь зарядятся. На выходе инвертора DD1.2 опять установится напряжение низкого уровня. Таким образом, через 3 мин устройство возвратится в дежурный режим.

Кроме нормально разомкнутых сторожевых контактов SB1, в устройстве предусмотрен датчик, работающий на обрыв цепи. Конструктивно он выполнен в виде охранного провода — шлейфа. При обрыве шлейфа на входе S триггера DD2.1 появляется напряжение высокого уровня, и он устанавливается в единичное состояние. После того как разрядится конденсатор С3, включится мультивибратор. Устройство подает сигнал тревоги, причем в этом случае прерывистый сигнал тревоги будет звучать неограниченно долго с небольшими промежутками. Для возврата устройства в исходное состояние нужно восстановить цепь шлейфа, и тогда через некоторое время, необходимое для полной разрядки конденсатора С4, устройство вернется в дежурный режим. Сопротивление шлейфа не должно превышать 10 кОм. Если шлейф выполнить из медного провода диаметром 0,1 мм, то длина его может достигать 3000 м.

Описанное охранное устройство может быть использовано и для охраны автомобилей. В этом случае его нужно питать от батареи аккумуляторов либо через стабилизатор, либо через делитель напряжения, схема которого показана на рис. 8.90.

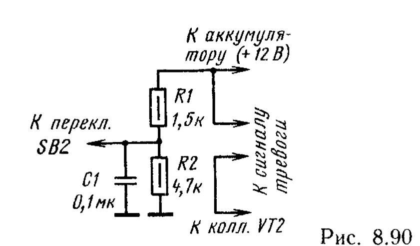


Рис. 8.90

Рис. 8.91

Необходимо иметь в виду, что при монтаже микросхем серии К176 следует принимать меры для их защиты от воздействия статического электричества.

Сторожевой сигнализатор. При нарушении посторонним границ охраняемой зоны устройство подает короткие звуковые сигналы с паузами в 0,3...0,6 с.

Сигнализатор (рис. 8.91) состоит из двух мультивибраторов. Один из них (на транзисторах VT1 и VT2) служит нагрузкой другого (на транзисторах VT3 и VT4). Второй мультивибратор отличается от первого большей емкостью конденсатора обратной связи С4. Поэтому его частота сравнительно низкая — около 1 Гц. С этой частотой первый мультивибратор подключается к источнику питания на 0,2...0,3 с, и в течение этого времени головка издает звук.

Но работа этого устройства будет возможна лишь при разомкнутых гнездах разъема X1. В исходном же режиме к разъему подключен охранный шлейф — тонкая медная проволока, натянутая вокруг того или иного объекта. Как только проволоку обрывают, звучит сигнал тревоги.

8.8. УСТРОЙСТВА НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Логические элементы автоматики

В логических элементах входные, промежуточные и выходные сигналы могут принимать только два значения: напряжение высокого уровня (логическая 1) и напряжение низкого уровня (логический 0). Этим двум значениям соответствуют, например, замыкание (1) и размыкание (0) контакта, наличие (1) и отсутствие (0) напряжения. Цифры 1 и 0 являются здесь не числами, а символами.

Управляющий логический элемент обычно содержит:

1 Входные элементы, воспринимающие входные сигналы от аппаратов управления или датчиков и преобразующие их в напряжение высокого и низкого уровней (сигналы 0 или 1).

2. Промежуточные логические элементы, преобразующие в соответствии с заданной программой работы входные сигналы (0 и 1) в необходимую комбинацию выходных сигналов (также в виде 0 и 1).

3. Усилители, повышающие мощность выходных сигналов.

4. Исполнительные элементы, воспринимающие выходные сигналы и выполняющие функции, для которых предназначено данное устройство. Ими являются контакторы, электромагниты, электродвигатели, индикаторные устройства и т п.

Обычно входной сигнал обозначается буквой x_i, если он равен 1 и такой же буквой с черточкой наверху (знак отрицания, инверсии) $\overline{x}_i$, если он равен 0.

Выходные сигналы чаще всего обозначаются буквами Y, Z ($\overline{Y}$, $\overline{Z}$), исполнительные органы буквами X, Y, Z.

Основные логические элементы. Основными логическими элементами являются: элемент ИЛИ, элемент И и элемент НЕ.

Элемент ИЛИ (дизъюнктор) выдает на выходе напряжение высокого уровня (логическую 1) тогда, когда на входах присутствует хотя бы одно напряжение высокого уровня (логическая 1), и напряжение низкого уровня, когда на входах напряжение низкого уровня (логический 0). Таблица истинности, схема элемента ИЛИ на два входа на диодах и резисторе и условное обозначение приведены на рис. 8.92, *а*. С применением символики алгебры логики действие этого элемента запишется в виде

$$Y = x_1 + x_2.$$

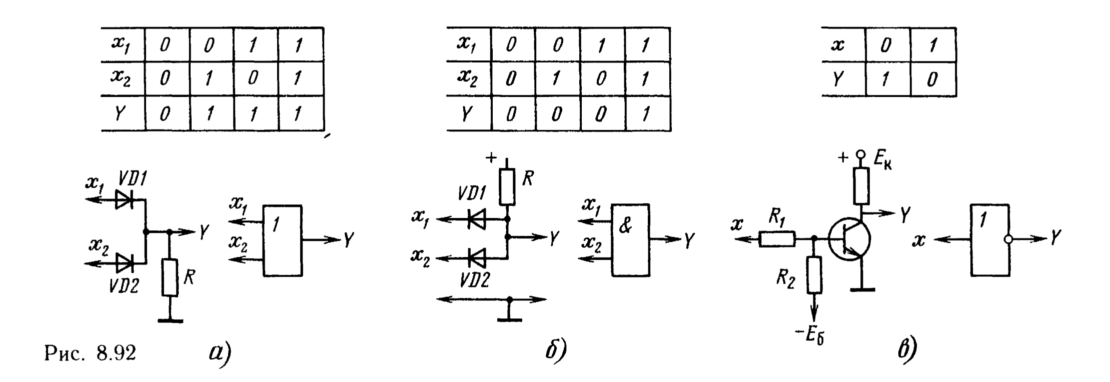
Это означает, что Y=1, когда или входной сигнал x_1, или входной сигнал x_2 равны 1.

Элемент И (конъюнктор), вырабатывает напряжение высокого уровня (логическую 1) в том случае, когда напряжения высокого уровня (логические 1) поданы одновременно на все входы. Таблица истинности, схема элемента на два входа и условное обозначение приведены на рис. 8 92, *б*. Условная запись этой операции имеет вид

$$Y = x_1 x_2,$$

т. е. Y=1 только тогда, когда и x_1 и x_2 равны 1

Элемент (НЕ) (инвертор), изменяет логическое содержание сигнала на обратное, т. е. при входном напряжении низкого уровня 0 на выходе должно быть напряжение высокого уровня и наоборот. Таблица истинности, пример схемы инвертора на транзисторе и условные обозначения приведены на рис. 8.92, *в*. Сопротивление



x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	0	1	1	1

x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	0	0	0	1

x	0	1
Y	1	0

Рис. 8.92 а) б) в)

входного делителя R_1, R_2 совместно с положительным входным сигналом и напряжением источника смещения $-E_б$ задают два различных состояния транзистора, а именно: при отсутствии на входе сигнала транзистор закрыт обратным смещением от источника $-E_б$ и на выходе получается сигнал, близкий к $+E_к$; при подаче на вход сигнала транзистор открывается и на выходе будет сигнал, отличающийся от потенциала нуля на 0,3...0,5 В. Это будет напряжение низкого уровня на выходе.

Элемент НЕ реализует операцию логического отрицания $Y=\bar{x}$, т. е. $Y=1$ только тогда, когда $x=0$.

Дизъюнкторы, конъюнкторы и инверторы составляют полный набор элементов, на которых можно построить любое логическое устройство.

Элементы, составленные из различных сочетаний основных логарифмических элементов И, ИЛИ, НЕ называют комбинированными логическими элементами (КЛЭ). Кроме этих элементов имеются элементы Шеффера, Пирса, эквивалентность и импликация.

Элемент Шеффера (рис. 8.93) реализует операцию логическое умножение (И—НЕ) $Y=\overline{x_1 \cdot x_2}$. На выходе такого элемента низкий уровень появляется только тогда, когда на всех его входах совпадают высокие уровни.

На основе элементов И—НЕ (элементов Шеффера) путем их определенных соединений могут быть реализованы элементы И—ИЛИ—НЕ, И—ИЛИ, а также триггеры RS, D, JK и другие элементы.

x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	1	1	1	0

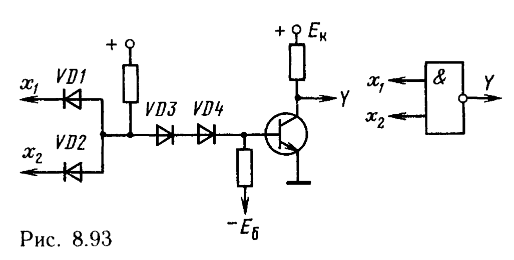


Рис. 8.93

Элемент Пирса (рис. 8.94) реализует операцию логическое сложение с отрицанием (ИЛИ — НЕ). Логическая формула элемента на два входа $Y=\overline{x_1+x_2}$, т. е. только при совпадении низких уровней на всех входах на выходе появится высокий уровень.

На основе определенных соединений элементов Пирса могут быть реализованы более сложные элементы.

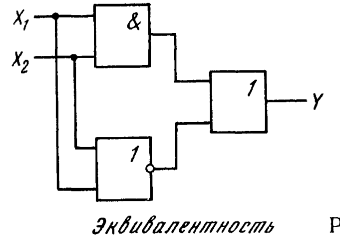
Эквивалентность (рис. 8.95) — элемент, сигнал на выходе которого равен единице только тогда, когда сигналы на входе одновременно присутствуют, или одновременно отсутствуют, т. е. $Y=x_1 \cdot x_2+\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$.

Неэквивалентность (рис. 8.96) — элемент, реализующий функцию $Y=x_1 \cdot x_2+x_1 \cdot x_2$.

Импликация (рис. 8.97) — элемент, сигнал на выходе которого равен единице только тогда, когда сигнал x_1 равен 0, а сигнал $x_2=1$, т. е. $Y=\bar{x}_1+x_2$.

x_1	0	0	1	1
x_2	0	1	0	1
Y	1	0	0	0

Рис. 8.94



Эквивалентность Рис. 8.95

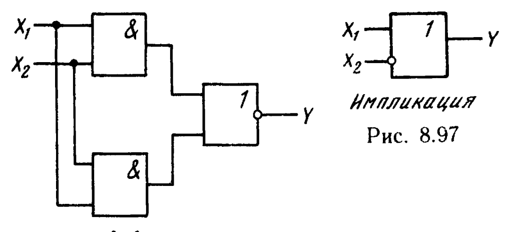


Рис. 8.96

Рис. 8.97

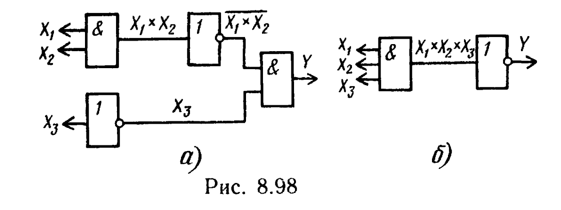


Рис. 8.98

Для разработки более сложных логических устройств и их преобразования используют следующие основные правила алгебры логики.

а) от перемены порядка высказываний истинность их логической суммы не меняется

$x_1 + x_2 = x_2 + x_1$;

б) свойства логического сложения и умножения

$x_1 + x_1 + \ldots + x_1 = x_1$;

$x_1 \cdot x_1 \cdot \ldots \cdot x_1 = x_1$;

в) как и в обычной алгебре, логическое умножение обладает распределительным свойством относительно логического сложения

$x_1(x_2 + x_3) = x_1 \cdot x_2 + x_2 \cdot x_3$;

г) отрицание произведения высказываний равно сумме отрицаний высказываний, и наоборот

$\overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2$;

$\overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$;

д) отрицание отрицательного высказывания дает утвердительное высказывание

$x_1 = x$;

е) в алгебре логики есть правила, отличающиеся от правил обычной алгебры, например

$x_1 + x_2 + x_3 = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3)$.

Другие полезные тождества для преобразования схем:

$x_1(\bar{x}_1 + x_2) = x_1 \cdot x_2$;

$x_1 + \bar{x}_1 \cdot x_2 = x_1 + x_2$;

$(x_1 + x_2)(\bar{x}_1 + x_3) = x_1 \cdot x_3 + \bar{x}_3 \cdot x_2$;

$x_1 \cdot x_2 + \bar{x}_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_3 = \bar{x}_1 \cdot x_3 + x_1 \cdot x_2$;

$x_1(x_1 + x_2) = x_1$;

$x_1 + x_1 \cdot x_2 = x_1$;

$x_1 \cdot x_2 + x_3 = (x_1 + x_3)(x_2 + x_3)$;

$x_1 \cdot x_2 + x_1 \cdot x_2 = x_1$,

$(x_1 + x_2)(x_1 + x_2) = x_4$.

Доказать все приведенные формулы можно подставляя $x_1 = 0$, $x_2 = 0$; $x_1 = 0$; $x_2 = 1$; $x_1 = 1$; $x_2 = 0$; $x_1 = 1$; $x_2 = 1$. Во всех случаях должно получаться тождественное равенство.

При разработке дискретных логических устройств необходимо по известной схеме автоматического устройства записать его формулу с целью последующего упрощения схемы или выполнить схему устройства, зная формулу, в соответствии с которой оно должно функционировать.

Рассмотрим решение этих задач на примерах.

Задача 1. Записать формулу автоматического устройства (рис. 8.98) и по возможности упростить эту схему.

Решение. Входные сигналы x_1 и x_2 поступают на вход элемента И. Следовательно, на его выходе появляется сигнал, соответствующий произведению $x_1 \cdot x_2$. Элемент НЕ инвертирует этот сигнал, т. е. его выходной сигнал соответствует выражению $\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$. Полученный после инвертора сигнал вместе с входным сигналом x_3, прошедшим через другой инвертор, поступает на вход элемента И, поэтому на выходе И получится сигнал, соответствующий выражению

$\overline{x_1 \cdot x_2} + \bar{x}_3$.

Так как этот сигнал является выходным сигналом для рассматриваемой схемы, то окончательная формула автоматического устройства имеет вид:

$\overline{x_1 \cdot x_2} + \bar{x}_3 = Y$.

Преобразовав полученное выражение, согласно правилу 3 получаем:

$\bar{x}_1 + \bar{x}_2 + \bar{x}_3 = Y$ или $\overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3} = Y$.

Схема, реализующая данное преобразование, приведена на рис. 8.107, *б*. Из нее видно, что, не изменяя характера работы устройства, удалось существенно упростить схему.

Задача 2. Разработать функциональную и принципиальную схемы устройства, работающего по следующей программе:

$Y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 + \bar{x}_1 \cdot x_3 + \bar{x}_2$.

Из этой формулы видно, что данное устройство имеет три входа: x_1, x_2 и x_3, причем первое слагаемое есть результат прохождения всех трех входных сигналов через элемент И, второе — результат прохождения инвертированных сигналов x_1 и x_3 через элемент И и третье — появление инвертированного сигнала x_2. Сумма всех трех членов показывает, что все сигналы проходят через элемент ИЛИ.

По этой функциональной схеме легко составить принципиальную схему. Так как на вход поступают три сигнала, следовательно, схема должна содержать три реле. Допустим, что обмотки реле и выходная цепь управления питаются от различных источников (например, реле от источника постоянного тока, а цепь управления от сети переменного тока).

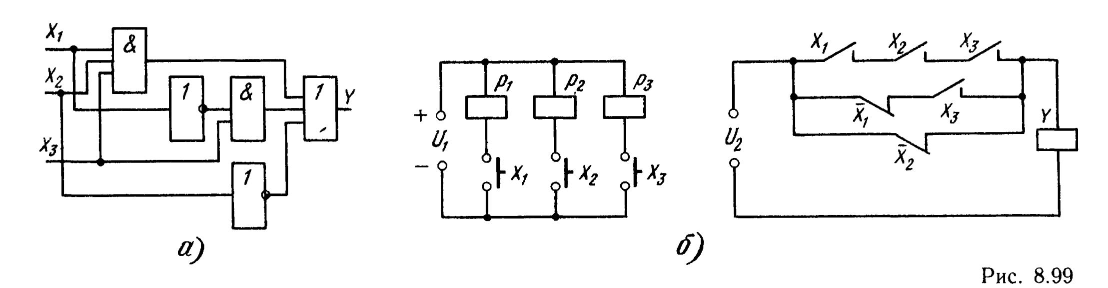


Рис. 8.99

Следуя известному нам правилу, что умножение можно осуществить последовательным включением контактов реле в цепи управления, сложение — параллельным их включением, а инверсию — применяя нормально замкнутый контакт, получаем принципиальную схему автоматического устройства, удовлетворяющего заданным требованиям (рис. 8.99). Из него видно, что для реализации схемы реле P_1 и P_2 должны иметь две пары контактов: одну — нормально разомкнутую, вторую — нормально замкнутую, а реле P_3 — две пары нормально разомкнутых контактов.

Задача 3. Разработать устройство включения и выключения телевизора из трех точек.

Требуется составить схему, обеспечивающую включение телевизора выключателем у стола (операция x_1) и выключение — выключателями у постелей (операции x_2, x_3). Последующее включение любого выключателя x_1, x_2, x_3 должно включать и выключать телевизор. Используя изложенные выше правила и рассматривая различные комбинации положений выключателей и состояния телевизора в соответствии с заданными условиями, составляем таблицу включений.

Таблица

Номер операции	x_1	x_2	x_3	Y	Наименование операции
1	0	0	1	0	Выбор исходного состояния
2	1	0	1	1	Выключатель Y у стола включает телевизор
3	1	1	1	0	Разомкнут выключатель Y
4	1	0	0	0	Выключатели у постели (x_2) или (x_3) включают телевизор
5	0	0	0	1	Повторное переключение любого из трех выключателей включает телевизор
6	0	1	1	1	
7	1	1	0	1	
8	0	1	0	0	Последующие переключения любого выключателя выключают телевизор

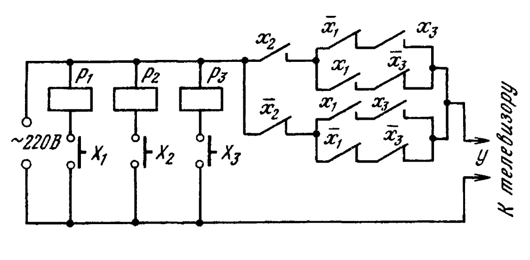


Рис. 8.100

Продолжая дальнейшие манипуляции выключателями, можно убедиться, что комбинации их состояний в таблице и результат (телевизор включен или выключен) будут повторяться. Поэтому рассмотренных восьми состояний достаточно для составления формулы разрабатываемого устройства. Из рассмотрения таблицы видно, что Y=1 в четырех случаях (строки 2, 5, 6, 7). Эти условия можно выразить формулой

$$Y = x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3 + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 + \bar{x}_1 \cdot x_2 \cdot x_3 + x_1 \cdot x_2 \cdot \bar{x}_3.$$

Полученную формулу можно несколько упростить, группируя первый член со вторым, третий с четвертым и вынося за скобки общие члены:

$$Y = \bar{x}_2(x_1 \cdot x_3 + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_3) + x_2(\bar{x}_1 \cdot x_3 + x_1 \cdot \bar{x}_3).$$

Применяя известный нам метод, получаем следующую схему включения контактов реле в цепи питания телевизора (рис. 8.100). Реле целесообразно питать от сети через выпрямитель. Реле P_1 управляемое выключателем x_1, и реле P_3, управляемое выключателем X_3, должны иметь три пары нормально разомкнутых контактов и одну пару нормально замкнутых, реле P_2 должно иметь одну пару нормально разомкнутых контактов и одну пару — нормально замкнутых. Выбор типа реле и выключателей производят, исходя из напряжения источника питания, потребляемой телевизором мощности и допустимого тока разрыва контактов. При $U_{пит}=220$ В можно применить реле типа МКУ-48 с $r_{обм}=1900...4600$ Ом.

Рассмотрим примеры устройств, выполняемых с применением логических элементов.

Переключатель каналов. На рис. 8.101 изображен двухпозиционный переключатель, с помощью которого цифровые данные из каналов А или В направляются в канал С с помощью сигнала x. Когда x=1, данные поступают из канала А, а когда x=0 — из канала В.

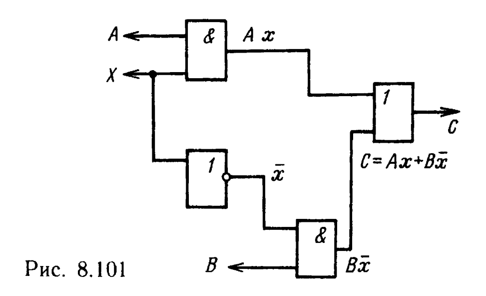
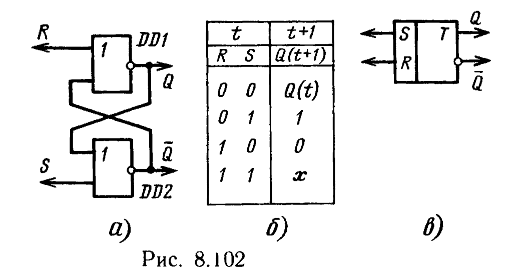


Рис. 8.101



t		t+1
R	S	Q(t+1)
0	0	Q(t)
0	1	1
1	0	0
1	1	x

Рис. 8.102

Логическое выражение этой операции записывается в виде

$$A x + B \bar{x} = C.$$

На выходе C появляется логическая 1 в том случае, если A и x равны 1 или если B и $\bar{x}$ равны 1. Так как $x \cdot \bar{x} = 0$, а x и $\bar{x}$ не могут одновременно принять значение 1, на выход будут проходить данные либо из канала A, либо из канала B, но никогда из двух каналов одновременно. Форма сигналов в каналах показана на рис. 8.102. Для реализации устройства требуются два элемента И и один элемент ИЛИ с инвертором.

Элементы памяти на логических элементах. Элемент памяти представляет собой триггер с двумя устойчивыми состояниями с цепью управления. Цепь управления преобразует поступающую на ее входы информацию в комбинацию сигналов, действующих непосредственно на входы триггера.

Триггеры подразделяются на две группы: асинхронные и синхронные (или тактируемые). Отличительной особенностью асинхронных триггеров является то, что запись информации с них осуществляется непосредственно с поступлением информационного сигнала. Информация записывается в тактируемые триггеры с информационными и тактовыми входами только при подаче разрешающего (тактирующего) синхроимпульса. Простейшей запоминающей ячейкой может служить триггер, составленный из двух элементов И—НЕ (ИЛИ—НЕ).

На рис. 8.103 приведена схема триггера на элементах ИЛИ—НЕ. Перекрестные связи с выходов элементов DD1 и DD2 на их входы обеспечивают два устойчивых состояния всего устройства. Если на выходе DD1 напряжение высокого уровня (при этом на выходе DD2 — низкого), то такое состояние соответствует условному единичному состоянию триггера (состояние 1); напряжение низкого уровня выходного сигнала на DD1 (и высокое на DD2) соответствует нулевому состоянию триггера (состоянию 0). Выход элемента DD1 — прямой выход триггера, и его принято обозначать буквой Q, а выход элемента DD2 — инверсный выход, и его обозначают $\bar{Q}$. Работу триггера описывает таблица переходов (рис. 8.103, *б*).

На рис. 8.103, *в* приведено условное обозначение рассмотренного триггера.

На рис. 8.104 приведена схема триггера на элементах И—НЕ. Так как для элементов И—НЕ достаточно напряжения нулевого уровня лишь на одном входе, чтобы на выходе было напряжение высокого уровня, триггер на элементах И—НЕ не допускает одновременной подачи на входы двух напряжений низкого уровня (первая строка таблицы). При подаче же на вход двух напряжений высокого уровня (последняя строка таблицы) состояние элементов будет определяться их предыдущим состоянием. Если же один из входных уровней 0 низкий, триггер может находиться в состоянии 0 или 1. Таким образом, по сравнению с триггером на элементах ИЛИ—НЕ в этом триггере мы имеем инверсные входы, что отмечено кружками на его графическом обозначении.

Асинхронные триггеры с установочными входами изменяют свое состояние сразу после изменения входных уровней. Это не всегда удобно, поэтому в триггерах часто применяют расширенную логику на входе. Такие триггеры управляются синхронизирующими сигналами, которые определяют моменты приема триггером входной информации. Схема синхронного RS триггера приведена на рис. 8.105. Она содержит триггер на элементах И—НЕ (рис. 8.103, *а*, правая часть) и дополнительную цепь управления на элементах DD1 и DD2 (рис. 8.103, *а*, левая часть). Пока отсутствует сигнал синхронизации C, допустимы любые изменения сигналов S и R — они не смогут воздействовать на

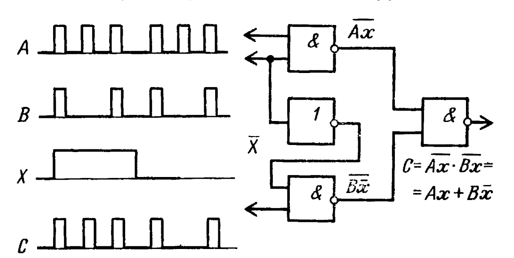
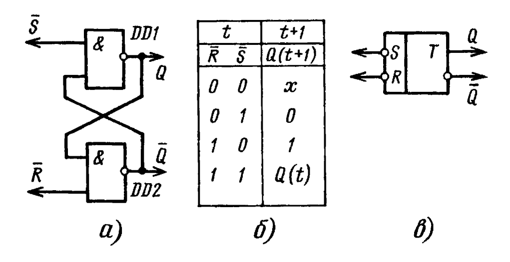


Рис. 8.103



t		t+1
R̄	S̄	Q(t+1)
0	0	x
0	1	0
1	0	1
1	1	Q(t)

Рис. 8.104

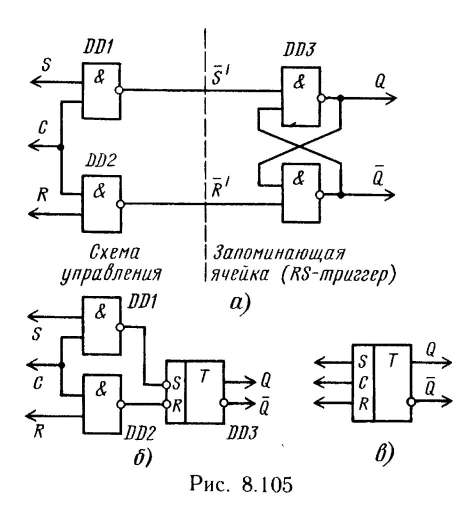


Рис. 8.105

триггер. С момента же подачи синхронизирующего сигнала входные уровни S и R могут воздействовать на триггер. Поэтому во время подачи сигналов синхронизации недопустимо изменение входных уровней. Рассмотренный триггер работает по таблице переходов, показанной на рис. 8.103, *б*, а его условное графическое изображение дано на рис. 8.103, *в*.

В общем случае триггеры могут иметь один, два и более управляющих входов.

D триггер имеет один логический вход D, состояние которого с каждым синхронизирующим импульсом передается на выход, т. е. выходные сигналы представляют собой задержанные входные сигналы (см. таблицу состояний на рис. 8.106). Таким образом, D триггер — это элемент задержки входных сигналов на один такт.

Т-триггер также имеет один логический вход — Т. Если на этот вход подано напряжение высокого уровня, то с каждым синхронизирующим импульсом триггер будет переходить в противоположное состояние, а если на входе напряжение низкого уровня, то триггер остается в прежнем состоянии (см. таблицу состояний на рис. 8.106). Таким образом, Т триггер реализует счет по модулю два.

JK триггер имеет два входа, которые называются здесь J и K. Сигнал по входу J устанавливает триггер в состояние 1, а по входу K — в 0. Если на оба входа одновременно подать напряжения высокого уровня, то триггер с приходом каждого синхронизирующего импульса изменяет свое состояние на противоположное (см. табл. состояний на рис. 8.106).

D-триггер

t	t+1
D	Q(t+1)
0	0
1	1

Т-триггер

t	t+1
T	Q(t+1)
0	Q(t)
1	$\bar{Q}(t)$

JK-триггер

t		t+1
J	K	Q(t+1)
0	0	Q(t)
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}(t)$

Рис. 8.106

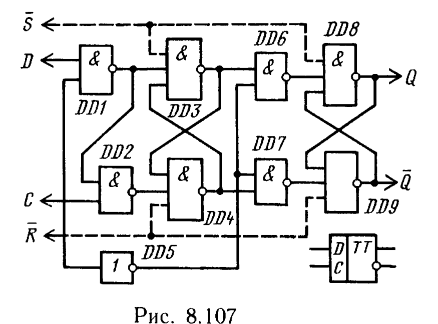


Рис. 8.107

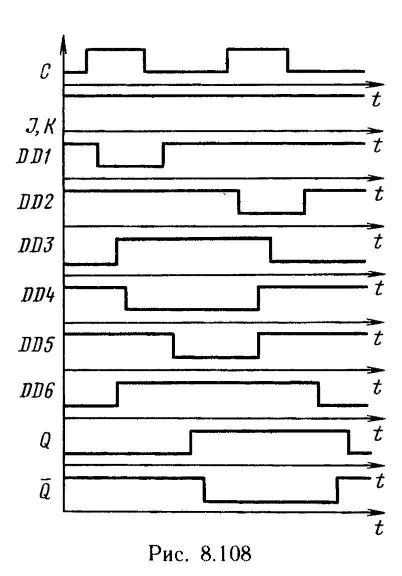


Рис. 8.108

На рис. 8.107 показана логическая структура синхронного двухступенчатого D триггера. При отсутствии сигнала синхронизации уровень на входе D не воспринимается элементом DD1, но при этом триггер на элементах DD3, DD4 соединен со входами триггера на элементах DD7—DD8. Если же подан сигнал синхронизации, то сигнал на входе D может воздействовать на первую ступень, но она при этом отделена от второй ступени благодаря инвертированию сигнала элементом DD5. На рис. 8.108 приведена временная диаграмма работы этого триггера.

На рис. 8.109 приведена схема JK триггера, в котором в явном виде отсутствует элемент, аналогичный по выполняемой функции элементу DD5 в D триггере. Здесь его функции выполняют элементы DD5—DD6. На рис. 8.110 приведена временная диаграмма работы JK триггера.

Кроме логических и синхронных входов двухступенчатые триггеры могут иметь установочные асинхронные входы. На рис. 8.107 штриховыми показаны установочные входы S и R, т. е. на эти входы постоянно должны быть поданы напряжения высокого уровня, если же не-

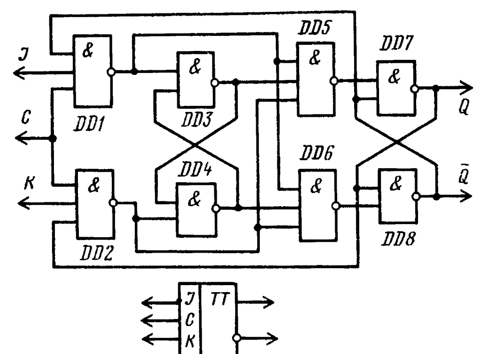


Рис. 8.109

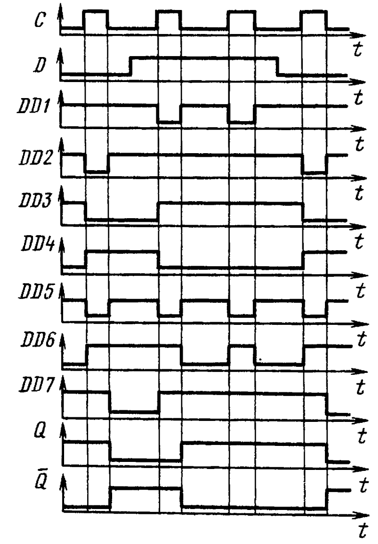


Рис. 8.110

обходимо установить триггер в 0 или 1, то нужно подать напряжение низкого уровня на соответствующий вход. Такие же входы может иметь и JK триггер.

Если у JK триггера (рис. 8.110) соединить вместе J и K входы, то получим T триггер.

JK триггер является универсальным. Как из него получить T триггер, сказано ранее. На рис. 8.111 приведено еще несколько схем универсального использования JK триггера.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Для перехода от аналогового выходного сигнала какого-либо датчика к дискретным устройствам управления необходимо преобразовать аналоговый сигнал в двоичный.

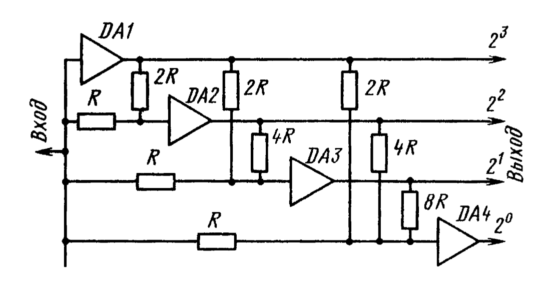


Рис. 8.112

Простейший АЦП может быть построен по схеме, приведенной на рис. 8.112. Входное напряжение, которое может изменяться в диапазоне от нуля до напряжения источника питания ($U_{ип}$), на выходах преобразователя будет представлено в параллельном двоичном коде.

При нормальной работе АЦП инверторы-компараторы DA1—DA4 переключаются при напряжении на их входах, равном $U_{ип}/2$ с погрешностью не более $U_{ип}/(2^{n+1}-2)$ (n — число разрядов выходного двоичного кода). Выходные напряжения компараторов в устойчивых состояниях должны быть близкими к нулю и $U_{ип}$. Кроме того, компараторы должны обладать высоким входным и низким выходным сопротивлениями.

Если требуемая точность АЦП не превышает четырех разрядов, то в качестве основы для АЦП можно использовать счетверенные

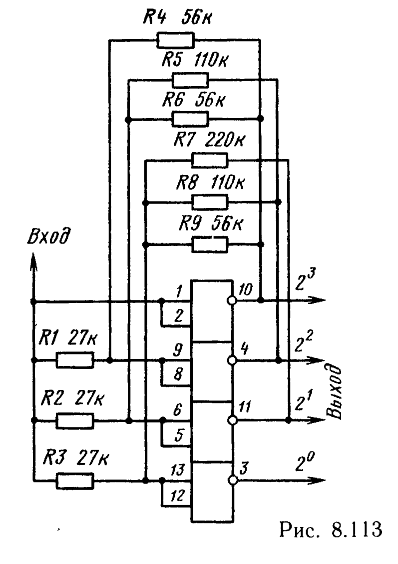


Рис. 8.113

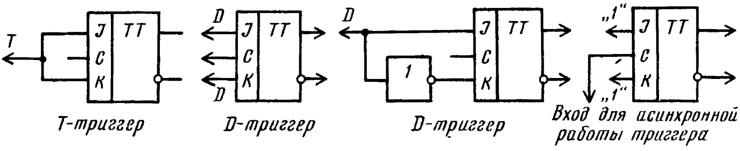


Рис. 8.111

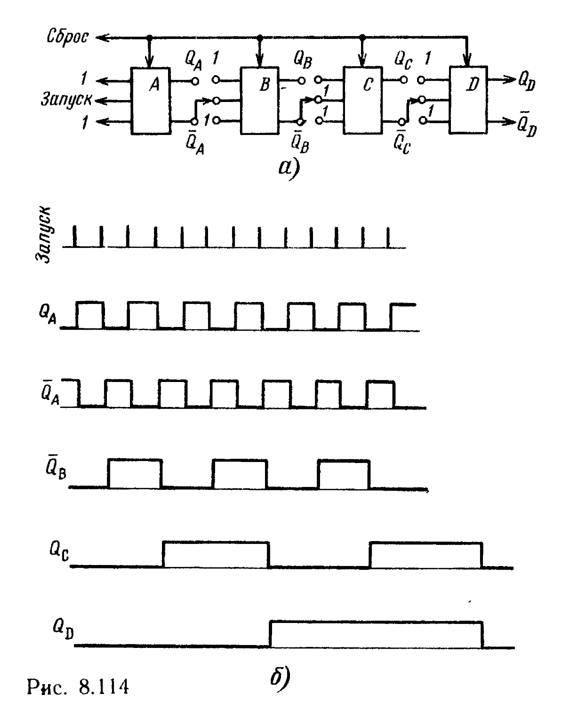


Рис. 8.114

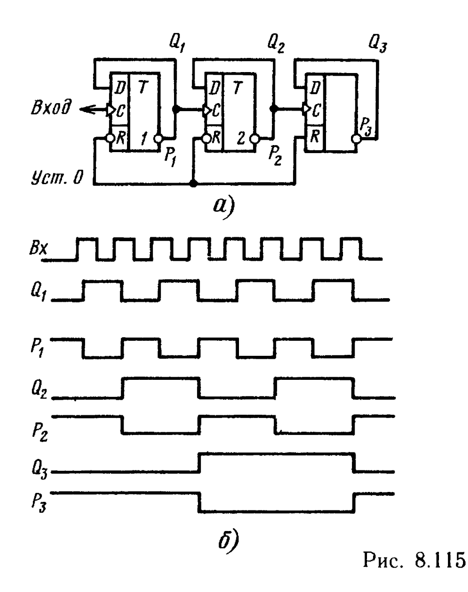


Рис. 8.115

КМОП логические элементы И—НЕ или ИЛИ—НЕ. Один из вариантов такого устройства представлен на рис. 8.113. Его входное сопротивление около 22 кОм, а время преобразования — не более 300 нс.

Асинхронные счетчики. На рис. 8.114, *а* показано соединение четырех бистабильных элементов, образующих счетчик с шестью различными состояниями. Форма сигналов в различных точках счетчика на триггерах (рис. 8.114, *б*) приведена для бистабильных элементов, которые срабатывают от фронта запускающих импульсов. Здесь можно использовать триггеры, имеющие ведущую и ведомую части, но, так как ведомая часть не срабатывает до тех пор, пока запускающий сигнал не перейдет в состояние 0, устройство будет срабатывать в момент спада импульсов. С помощью входа «Сброс» все триггеры можно установить в состояние 0 независимо от состояния на входе «Запуск». В некоторых случаях счетчик имеет вход «Установка», который предназначен для перехода всех триггеров в состояние 1.

Такой тип счетчика часто называют счетчиком последовательного действия, так как каждый последующий триггер срабатывает после предыдущего. Скорость счета ограничена частотой около 2 МГц.

Асинхронные двоичные счетчики с последовательным переносом. При построении асинхронных двоичных счетчиков используются счетные триггеры, соединенные между собой цепями переносов. В каждом разряде счетчика, представленного на рис. 8.115, *а*, в качестве счетного T триггера использован D триггер с прямым динамическим синхронизирующим входом, обеспечивающий сложение входных сигналов по модулю 2 благодаря обратной связи с инверсного выхода на вход D. При переходе триггера из единичного состояния в нулевое на инверсном выходе формируется сигнал переноса P, поступающий по линии связи в следующий старший разряд. Сигнал переноса переключает триггер этого разряда в противоположное состояние. Перенос обусловлен положительным перепадом сигнала на инверсном выходе триггера. При отрицательном перепаде в случае перехода триггера в единичное состояние перенос в следующий разряд отсутствует (рис. 8.115, *б*).

Начальная установка нулевого состояния проводится сигналом «Уст. 0», длительность которого должна быть больше, чем время распространения сигнала переноса. При этом исключается влияние ложных переносов, возникающих при установке нулевого хода. Под действием входных сигналов счетчик последовательно переходит из одного состояния в другое. Переход в новое состояние происходит с задержкой, обусловленной задержкой переключения триггеров. В счетчике с последовательным распространением переноса время установки кода определяется состоянием $t_{уст} \approx N t_{тр}$, где N — число разрядов счетчика; $t_{тр}$ — задержка переключения триггера.

В счетчике (рис. 8.116, *а*), построенном на двухступенчатых T-триггерах, сигнал переноса в следующий разряд снимается с прямого выхода триггера. Это вызвано тем, что переключение второй ступени двухступенчатого триггера происходит в тот момент, когда на входе его появляется отрицательный перепад. Тогда если триггер предыдущего разряда счетчика переключается в нулевое состояние, то на прямом выходе формируется отрицательный перепад, который обеспечивает перенос в следующий разряд счетчика (рис. 8.116, *б*). Макси-

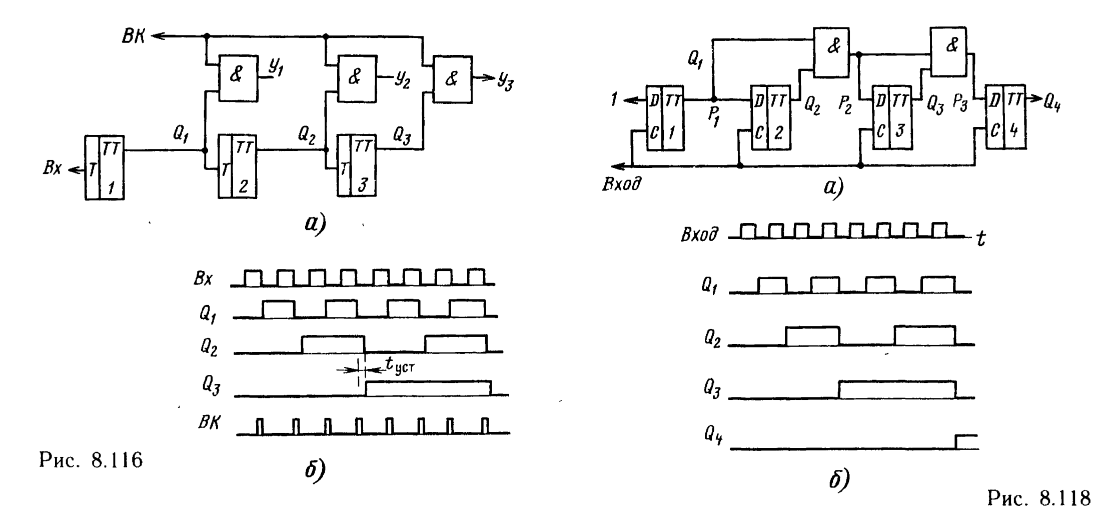


Рис. 8.116

Рис. 8.118

мальная частота работы счетчика определяется максимально допустимой частотой переключения триггера младшего разряда, следовательно,

$$f_{раб} \leqslant 1/(t_и + t_{з2}),$$

где $t_и$ — минимальная длительность входного импульса, равная времени переключения первой ступени триггера; $t_{з2}$ — время переключения второй ступени триггера.

Этим параметром характеризуется быстродействие счетчика, используемого в качестве делителя частоты. Если в процессе счета требуется выдать двоичные коды в другие узлы устройства, к выходам всех разрядов подключаются цепи опроса, управляемые сигналом выдачи кода (ВК). Код считывается со счетчика после завершения переходных процессов, связанных с переключением триггера. В этом случае период работы счетчика определяется соотношением

$$t \geqslant t_и + Nt_{з2} + t_{сч},$$

где $t_{сч}$ — длительность сигнала считывания. Быстродействие счетчика $f \leqslant 1/T$.

Синхронный счетчик. Синхронный счетчик позволяет получить более высокое быстродействие. При параллельной подаче запускаемых импульсов на все триггеры, как показано на рис. 8.117 для того, чтобы переключались нужные элементы, необходимо иметь специальную схему стробирования Y—K входов, причем стробирование должно осуществляться подачей импульсов запуска. Первый каскад A может переключаться всегда, так как на его Y—K входах поддерживается высокий уровень. Из рис. 8.116 видно, что для изменения состояния каскада B требуется, чтобы уровень на выходе Q_A был высоким. Таким же образом каскад C изменит свое состояние, когда на выходах Q_A и Q_B будет высокий уровень. Управление Y—K входами триггера C осуществляется элементом И, на входы которого сигналы поступают с выходов Q_A и Q_B. Точно так же Y—K входы каскада D соединены с выходом элемента И, на входы которого подаются сигналы с трех выходов предыдущих каскадов Q_A, Q_B, Q_C. В такой схеме время прохождения сигнала равно времени срабатывания элементов И плюс время переключения одного триггера. Кроме того, время прохождения сигнала здесь не зависит от числа каскадов счетчика.

Синхронные счетчики с ускоренным переносом. Для повышения быстродействия счетчика необходимо ввести в устройство цепи, ускоряющие распространение переноса. В синхронном счетчике со сквозным переносом (рис. 8.118) счетный сигнал поступает одновременно на синхровходы всех триггеров. Переносы из разряда в разряд осуществляются по цепи сквозного переноса, составленной из элементов И. Перенос из i-разряда вырабатывается с помощью элемента И в соответствии с выражением

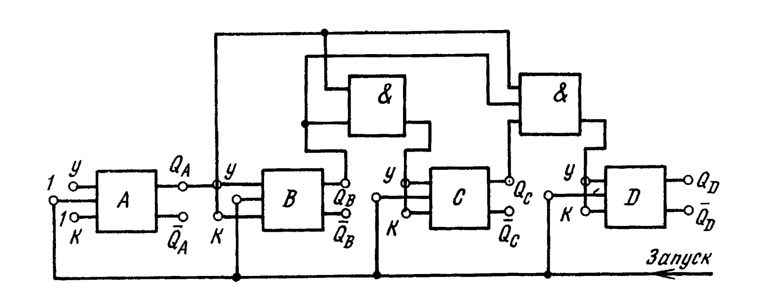


Рис. 8.117

$P_i = P_{i-1}Q_i$. При этом P_0 принимается равным единице. Счетчик переходит из одного состояния в другое следующим образом. Во время паузы между входными сигналами в цепи переносов формируются сигналы P, поступающие на управляющие входы T триггеров:

$$P_0 = 1;\ P_1 = P_0;\ Q_1 = Q_1;\ P_2 = P_1Q_2;\ P_3 = P_2Q_3.$$

После окончания переходных процессов в цепи переносов на синхровходы триггеров подается счетный сигнал. Если $P_{i-1} = 1$, то i-й триггер переключается в противоположное состояние, а если $P_{i-1} = 0$, то триггер сохраняет свое прежнее состояние. Таким образом, переключение разрядов счетчика происходит одновременно в зависимости от сигналов на управляющих входах. После перехода счетчика в новое состояние в цепи переносов вырабатываются новые управляющие сигналы. Так как этот процесс обеспечивает передачу переносов между разрядами, то задержка распространения переносов отсчитывается с момента переключения счетчика и равна суммарной задержке переключения элементов И.

Время установки кода в счетчике, измеряемое с момента окончания счетного импульса, равно времени задержки переключения второй ступени триггера: $t_{уст} = t_{з2}$. Период работы счетчика со сквозным переносом определяется соотношением

$$T \geqslant [t_и + t_{з2} + (N - r)t_з],$$

где $t_з$ — задержка переключения одного элемента в цепи сквозного переноса, N — число разрядов счетчика.

В счетчиках с параллельным переносом управляющие сигналы формируются независимо друг от друга. Перенос из i-го разряда определяется логическим произведением

$$P_i = P_0Q_1Q_2Q_3 \ldots Q_i.$$

Период работы синхронного счетчика с параллельным переносом (рис. 8.119) определяется соотношением

$$T \geqslant t_и + t_{з2} + t_з.$$

В параллельном счетчике с возрастанием номера разряда увеличивается число входов элементов И. Так как реальные элементы имеют конечное число входов и ограниченную нагрузочную способность, разрядность счетчиков с параллельным переносом обычно невелика. В тех случаях, когда допустимое число входов элементов И меньше числа разрядов

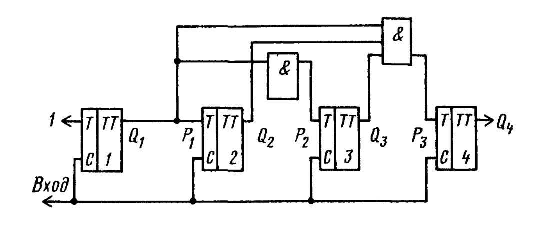


Рис. 8.119

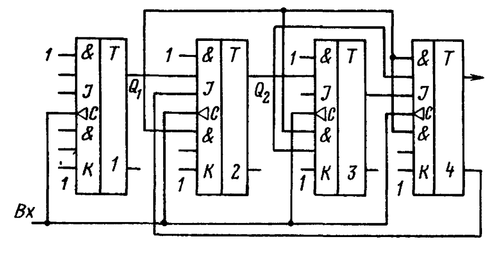


Рис. 8.120

счетчика, он разбивается на группы. Внутри каждой группы перенос осуществляется параллельным способом, перенос между группами реализуется методом сквозного переноса. При построении цифровых устройств часто требуются счетчики с модулем $M \neq 2^N$, например $M = 10$. Схема двоично-десятичного счетчика, работающего в коде 8-4-2-1, приведена на рис. 8.120.

Сдвиговые регистры. Сдвиговые регистры находят широкое применение в цифровой технике. Они используются в устройствах управления в качестве распределителей импульсов, для построения кольцевых счетчиков, для преобразования параллельного кода в последовательный и обратно. Для построения сдвиговых регистров могут быть использованы триггеры разных типов: D, RS, JK, DV.

В регистре на потенциальных элементах сдвиг информации осуществляется обычно по двухтактной схеме. В этом случае каждый разряд сдвигового регистра состоит из двух триггеров: основного и вспомогательного. На рис. 8.121 приведена схема сдвигового регистра для сдвига информации вправо, выполненного на тактируемых RS триггерах. Основные и вспомогательные триггеры каждого разряда образуют два регистра: основной (RG1) и вспомогательный (RG2). Сдвиг информации осуществляется за два такта: сначала по сигналу C_1 содержимое основного регистра переписывается во вспомогательный, а затем по сигналу C_2 информация из вспомогательного регистра возвращается в основной регистр со сдвигом на один разряд вправо. Направление сдвига и количество разрядов, на которое производится сдвиг, определяются соответствующей коммутацией выходов одного и другого регистра. Устройство по схеме на рис. 8.121 за одну посылку управляющих импульсов C_1C_2 обеспечивает сдвиг информации на один разряд

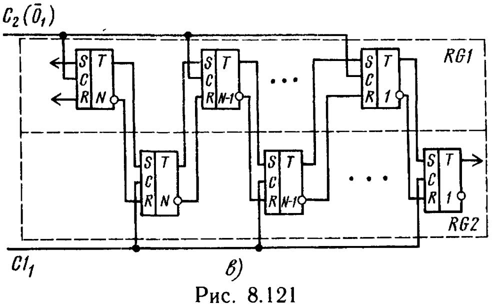


Рис. 8.121

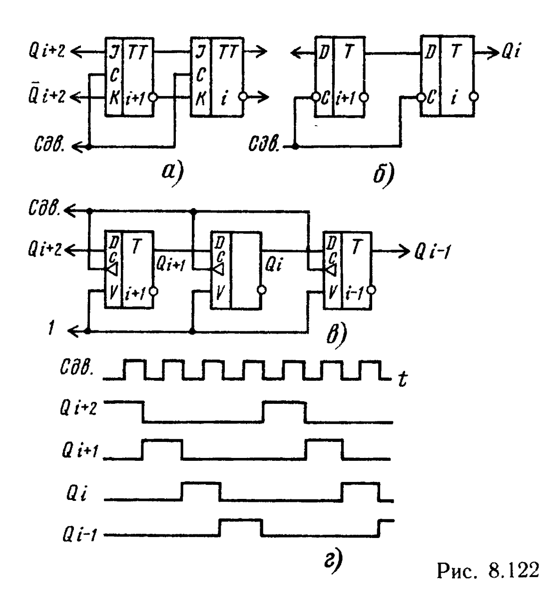


Рис. 8.122

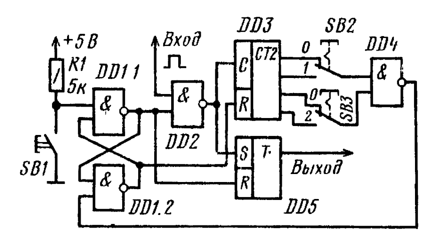


Рис. 8.123

вправо. Для сдвига на m разрядов требуется m таких посылок. Две последовательности управляющих сигналов C_1C_2 можно заменить одной C_1, соединив шину C_1 с шиной C_2 через инвертор.

При использовании триггеров, работающих по двухтактному принципу, или триггеров с динамическим управлением схемы сдвиговых регистров приобретают более простой вид (рис. 8.122, *а*). Выходы одних триггеров непосредственно соединяются с входами других, а сигналы сдвига подаются на общие шины, соединенные с синхровходами триггеров.

Сдвиг кода здесь осуществляется каждым управляющим импульсом, поэтому такие схемы называют регистрами с однотактным сдвигом.

Применение триггеров с прямым динамическим управлением (рис. 8.122, *б, в*) состояние регистра изменяется от положительного фронта сигнала сдвига, как показано на рис. 8.122, *г*, в других случаях — отрицательного фронта.

8.9. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УСТРОЙСТВ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Цифровое реле времени. Обычно в электронных реле времени выдержка задается временем зарядки или разрядки конденсатора. Это определяет невысокую стабильность выдержки времени, особенно при изменении температуры окружающей среды. В таких устройствах трудно получить достаточно стабильную выдержку более 4...5 мин. Реле времени, построенные на цифровом принципе отсчета, позволяют получить большие выдержки с высокой стабильностью. Структурная схема одного из таких реле времени изображена на рис. 8.123.

Основным узлом устройства является счетчик DD3, управляемый через элемент DD2 тактовыми импульсами. Исходное состояние всех триггеров счетчика — нулевое. При этом тактовые импульсы не проходят на вход счетчика, так как элемент DD2 закрыт напряжением низкого уровня (логическим 0), поступающим с выхода элемента DD1.1 триггера на микросхеме DD1. Триггер DD5 также установлен в нулевое состояние.

При нажатии на кнопку SB1 триггер на микросхеме DD1 переключается. На выходе элемента DD1.1 появляется напряжение высокого уровня (логическая 1), и тактовые импульсы начинают переключать счетчик DD3. Первый из тактовых импульсов сразу же установит триггер DD5 в состояние 1.

В зависимости от того, к каким выходам триггеров счетчика подключены через переключатели SB2 и SB3 (для простоты показано только два) входы элемента DD4, напряжение низкого уровня на его выходе сформируется только после определенного числа тактовых импульсов Например, при работе счетчика в режиме вычитания и указанных положениях переключателей SB2 и SB3, после первого же тактового импульса на входах элемента DD4 будет напряжение высокого уровня, а на его выходе — низкого. В результате триггер на микросхеме DD1 возвратится в исходное состояние, элемент DD2 закроется и тактовые импульсы на счетчик поступать не будут. В нулевое состояние переключится триггер DD5. Время выдержки в этом случае практически равно нулю.

Если переключатель SB2 установить в положение 1, то напряжение высокого уровня одновременно будет на всех входах элемента DD4 после второго тактового импульса. Время выдержки равно одному периоду тактовых импульсов. Если использовать различные комбинации сигналов, снимаемых с выходов счетчика, содержащего n триггеров, можно получить любое время выдержки от 0 до 2 — 1 периодов тактовых импульсов.

На выходе триггера DD5 формируется положительный импульс, продолжительность которого равна выбранному времени выдержки. Этот импульс и используется для управления исполнительным механизмом.

Для работы устройства удобно выбрать период следования тактовых импульсов равным 1 с или 1 мин, а число триггеров счетчика — шести, что позволяет получить время выдержки от 0 до 63 с или от 0 до 63 мин.

Принципиальная схема такого реле времени приведена на рис. 8.124. После нажатия кноп-

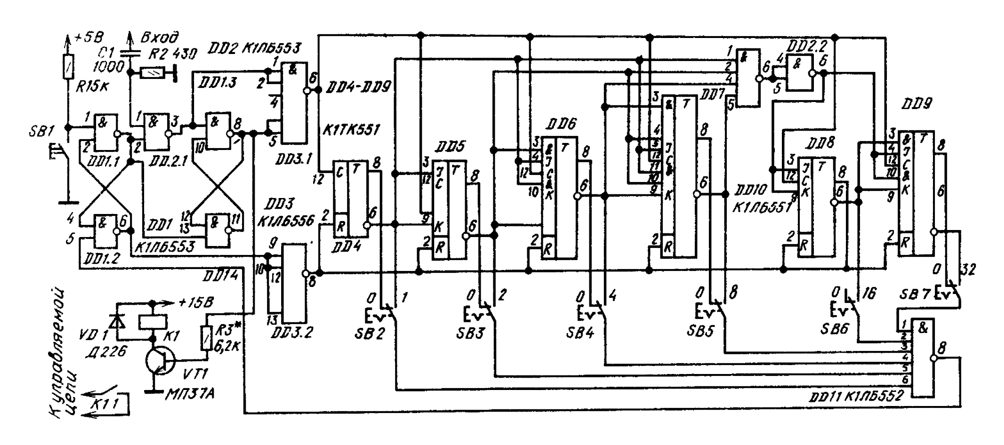


Рис. 8.124

ки SB1 переключается триггер на элементах DD1.1 и DD1.2. Напряжение высокого уровня на выходе элемента DD1.1 разрешает прохождение тактовых импульсов через элемент DD2.1. Первый же из них переключит триггер-формирователь выходного сигнала на элементах DD1.3 и DD1.4 в единичное состояние и через элемент DD3 поступит на счетчик, начнется отсчет времени.

Триггерный счетчик на микросхемах DD4—DD10 и элементе DD2.2 работает в режиме вычитания. Требуемое время выдержки получают, установив в нужные положения переключатели SB2—SB7 (сумма чисел, соответствующих положениям переключателей, составляет время выдержки в периодах следования тактовых импульсов).

Напряжение низкого уровня, возникающее на выходе элемента DD1.1 после окончания времени выдержки, устанавливает триггеры на микросхеме К1ЛБ553 в нулевое состояние. При этом тактовые импульсы перестают проходить через элемент DD2.1, а на выходе элемента DD3.2 формируется напряжение низкого уровня, которое переключит все триггеры счетчика в нулевое состояние.

Импульс положительного напряжения с выхода элемента DD1.3 подается на базу транзистора VT1, в цепь коллектора которого включено реле К1. Контакты реле К1.1 включают лампу фотоувеличителя или другое исполнительное устройство.

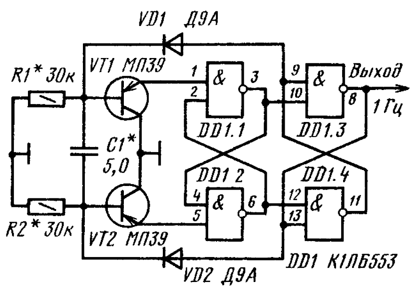


Рис. 8.125

Транзистор VT1 и его напряжение питания выбирают в зависимости от параметров устанавливаемого реле К1. Могут быть использованы реле РЭС-9 (паспорт РС4.524.202П2 или РС4.524.215П2), РЭС-10 (паспорт РС4.524.303П2 или РС4.524.312П2) или тому подобные. Контакты реле должны быть рассчитаны на напряжение и ток управляемой цепи. Сопротивление резистора R3 должно обеспечивать режим насыщения транзистора, но оно должно быть не менее 6,2 кОм.

Схема простого задающего генератора, представляющего собой мультивибратор, изображена на рис. 8.125. При указанной на схеме емкости конденсатора С1 частота импульсов составляет 1 с. Более точно частоту получают подбором одного из резисторов R1 или R2

Цифровой секундомер. Прибор может быть использован для измерения длительности различных производственных процессов, интервалов времени в спортивных соревнованиях и т. п. Примененная здесь цифровая индикация по сравнению со стрелочной более удобна для наблюдения и исключает ошибки при считывании показаний. Максимальный интервал времени, измеряемый секундомером, составляет 9 мин 59,9 с с дискретностью 0,1 с.

Схема секундомера изображена на рис. 8.126. Он содержит генератор импульсов, счетчики, дешифраторы, индикаторы и элементы управления. Генератор импульсов с частотой следования 10 Гц выполнен на схеме мультивибратора на микросхеме DD1. Частоту следования импульсов можно подстраивать резистором R1, изменяя напряжение смещения на входах мультивибратора. Генератор выполнен на микросхеме К564ЛЕ5, что позволило использовать в нем высокоомные резисторы в частотозадающих цепях (R2 и R3). Это, в свою очередь, позволило отказаться от применения в генераторе оксидных конденсаторов большей емкости и установить стабильные конденсаторы, а от них в основном и зависит стабильность частоты следования импульсов.

После выключения тумблера SB1 напряжение питания поступает на генератор импульсов,

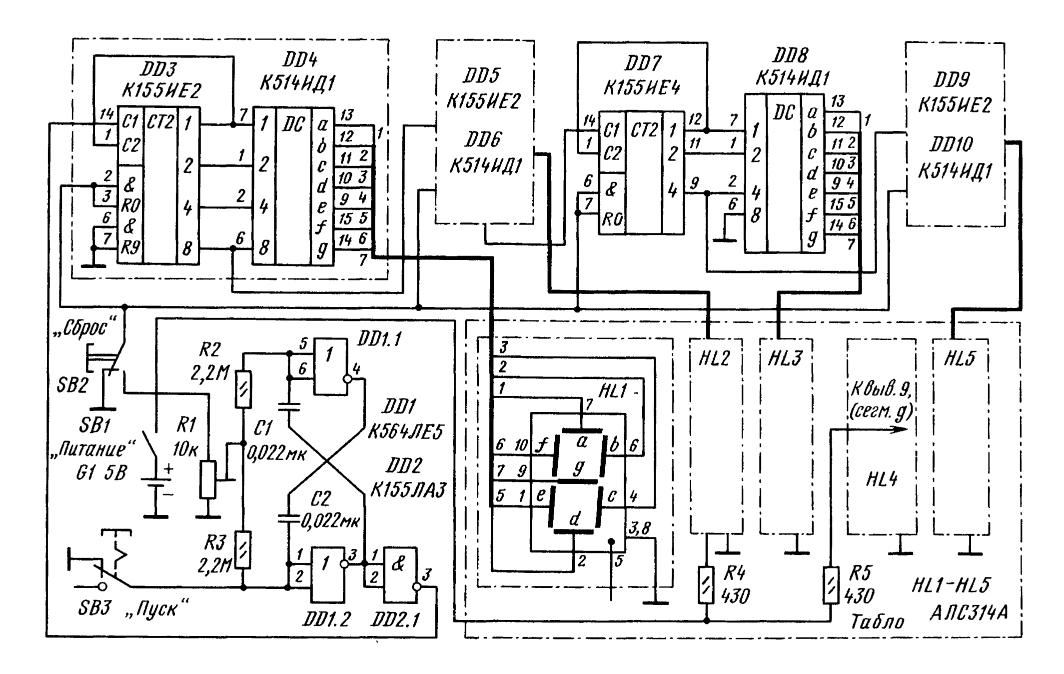


Рис. 8.126

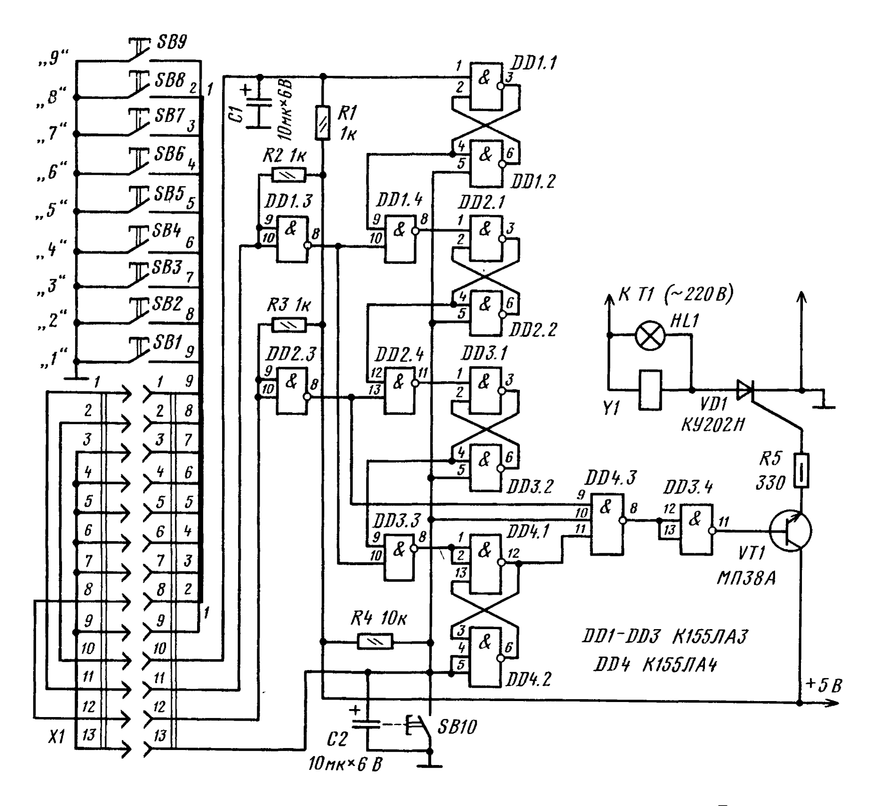


Рис. 8.127

но он не работает, так как входы элемента DD1.2 соединены кнопкой SB3 «Пуск» с общим проводом. При включении прибора счетчики устанавливаются в произвольные состояния, поэтому перед измерениями необходимо нажать на кнопку «Сброс», подав на входы установки в нуль всех счетчиков напряжение высокого уровня. На выходах счетчиков DD3, DD5, DD7, DD9 появляются напряжения, после преобразования которых в дешифраторах DD4, DD6, DD8, DD10 на индикаторах HL1—HL3, HL5 светится цифра «0».

При нажатии на кнопку SB3 «Пуск» начинает работать генератор импульсов и счетчики считают время. После отпускания кнопки «Пуск» генератор вновь будет заблокирован, отсчет прекратится. На индикаторах отображается время, прошедшее с момента нажатия кнопки «Пуск» до ее отпускания.

Все индикаторы расположены на отдельной плате. Между индикатором единиц минут HL5 и индикатором десятков секунд HL3 находится индикатор HL4, на котором постоянно светится горизонтальная черта, разделяющая минуты и секунды. На индикаторе единиц секунд HL2 постоянно горит точка, отделяющая секунды от их десятых долей.

Секундомер питается от четырех последовательно соединенных элементов РЦ-53.

Кодовый замок на микросхемах. Кодовый замок, схема которого изображена на рис. 8.127, обладает высокой надежностью и устойчивостью к вибрациям, потребляет малую мощность и имеет небольшие размеры.

Замок содержит выборное поле из кнопок SB1—SB9 и дверную кнопку SB10, кодозадающий разъем X1, элементы совпадения DD1.4, DD2.4, DD3.3, DD4.3 и четыре триггера на элементах DD1.1, DD1.2, DD2.1, DD2.2, DD3.1, DD3.2, DD4.1, DD4.2, ключевой каскад на транзисторе VT1 и тринисторе VD1, элемтромагнит Y1 и индикатор HL1. Блок питания замка собран по схеме на рис. 8.128.

В исходном состоянии (при закрытой двери) контакты дверной кнопки (SB10 (рис. 8.127) разомкнуты, и все триггеры находятся в состоянии, при котором на выводах 6 элементов DD1.2, DD2.2, DD3.2, DD4.2 присутствует напряжение высокого уровня «1». При этом на базе транзистора VT1 будет напряжение низкого уровня; ключевой каскад закрыт, электромагнит и индикатор обесточены.

При управлении замком применяют пятизначный код, но для его набора используют только три кнопки, две из них нажимают дважды.

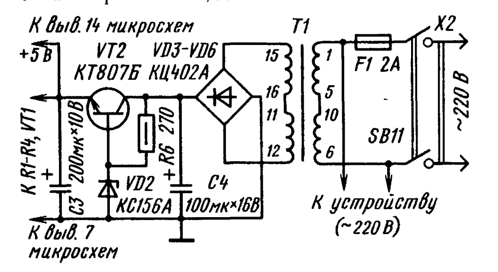


Рис. 8.128

Эти кнопки и служат «ключом» к замку. Код замка задают штепсельной частью разъема X1. Для этого его контакты распаивают следующим образом: контакт 10 соединяют с контактом, к которому подключена кнопка с цифрой, стоящей в коде первой; контакт 11 — с кнопкой, соответствующей второй цифре кода, а контакт 12 — третьей. Оставшиеся контакты соединяют вместе. Таким образом, код замка содержит три основные начальные цифры. Две следующие дополнительные цифры повторяют две предыдущие. Например, на схеме распайка показана для кода 21818.

Нажатие кнопки, соответствующей первой цифре кода, переключает триггер на элементах DD1.1, DD1.2. Напряжение высокого уровня с вывода 3 элемента DD1.1 поступает на вывод 12 элемента совпадения DD1.4. При нажатии следующей кнопки (вторая цифра кода) на второй вход (вывод 13) этого элемента благодаря инвертору DD1.3 также воздействует напряжение высокого уровня, а на выходе будет напряжение низкого уровня. Срабатывает триггер на элементах DD2.1, DD2.2. С его выхода напряжение высокого уровня приходит на один из входов (вывод 12) следующего элемента совпадения DD2.4. Аналогично предыдущему переключится триггер на элементах DD3.1, DD3.2 при наборе третьей цифры кода, а через элемент совпадения DD3.3 — триггер на элементах DD4.1, DD4.2 после набора четвертой цифры.

В результате такого последовательного переключения всех триггеров на один из входов (вывод 11) элемента совпадения DD4.3 поступает напряжение высокого уровня. Такой же уровень воздействует и на второй вход (вывод 10) элемента через резистор R4. Поэтому при наборе пятой цифры кода, когда на третьем входе (вывод 9) элемента совпадения также появляется напряжение высокого уровня, на выходе (вывод 8) элемента — низкого. Благодаря инвертору DD3.4 на базу транзистора VT1 приходит уже напряжение высокого уровня. Следовательно, открываются транзистор и тринистор VD1. Через обмотку Y1 электромагнита и индикатор HL1 протекает ток. Электромагнит срабатывает и оттягивает задвижку или защелку замка. Одновременно загорается лампа HL1 индикатора, подсвечивая надпись «Входите».

Если в процессе набора кода нажата кнопка с цифрой, не входящей в него, то вторые входы (вывод 5 микросхем DD1—DD4) всех триггеров соединяются с общим проводом и триггеры возвращаются в исходное состояние. После этого код необходимо набирать заново. Триггеры устанавливаются в исходное состояние и при открывании двери, так как кнопка SB10 замыкает свои контакты и соединяет те же входы триггеров с общим проводом.

Во избежание ложного срабатывания электромагнита при подаче напряжения питания включена цепь R4, C2. При появлении напряжения питания напряжение на конденсаторе C2 возрастает с нулевого значения до напряжения высокого уровня не сразу, а с небольшой задержкой, в течение которой все триггеры включаются только в исходное состояние. Конденса-

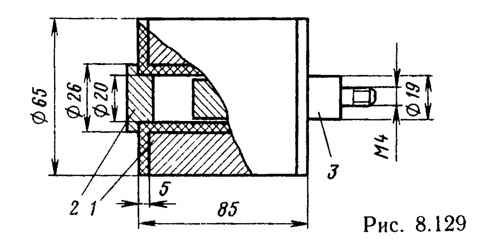


Рис. 8.129

тор С1 предотвращает ложное срабатывание устройства от помех по цепям питания.

Блок питания замка (рис. 8.128) содержит сетевой трансформатор, мостовой выпрямитель и простейший стабилизатор напряжения. На электромагнит питающее напряжение поступает через тринистор непосредственно из сети.

В конструкции использован сетевой трансформатор ТПП-230-50. Можно применять трансформаторы ТПП-232-50, ТПП-233-50 или другие, обеспечивающие мощность нагрузки более 8 Вт при выходном напряжении 8...10 В.

Электромагнит, конструкция которого показана на рис. 8.129, состоит из каркаса 1 с обмоткой 2, неподвижного магнитопровода 3. Обмотка содержит 4000 витков провода ПЭВ-2 0,41. Неподвижный магнитопровод увеличивает магнитный поток в электромагните. Подвижный магнитопровод должен свободно перемещаться в окне катушки. Оба магнитопровода делают из мягкого железа.

Автомат световых эффектов. В этом автомате используются две микросхемы (рис. 8.130), позволяющие управлять четырьмя гирляндами ламп и получать разнообразные световые эффекты.

На элементах DD1.1—DD1.3 собран генератор прямоугольных импульсов. Частоту его можно изменять переменным резистором R2, включенным в частотно-задающую цепь. Элемент DD1.4 является инвертором.

Импульсы с генератора и инвертора поступают через дифференцирующие цепи C2, R4 и C3, R5 на входы синхронизации D-триггера (микросхема DD2), из которых составлен своеобразный регистр сдвига. Триггеры реагируют только на положительные импульсы синхронизации. На входы элементов DD2.1, DD2.2 и DD2.3, DD2.4 импульсы синхронизации поступают поочередно благодаря включению инвертора на элементе DD1.4.

При показанных на схеме положениях кнопок SB1, SB3 и переключателя SB2 в момент включения устройства в сеть все триггеры устанавливаются в состояние 1, при котором на их прямых выходах (выводы 16, 10, 15, 9) будет логическая 1, а на инверсных (выводы 1, 11, 14, 8) — логический 0. Транзисторы VT1—VT4 окажутся закрытыми, а тринисторы VD9—VD12 — открытыми. Все гирлянды ламп будут гореть.

Погасить лампы можно, нажав кнопку SB1 и подав тем самым на вход триггера DD2.1 напряжение низкого уровня. При этом на инверсном выходе триггера появляется напряжение высокого уровня, транзистор VT2 открывается, а тринистор VD9 закрывается. Гирлянда HL1 гаснет. При последующих импульсах синхронизации напряжение низкого уровня (логический 0) устанавливается на всех входах и прямых выходах триггеров и лампы гирлянд гаснут.

Чтобы привести автомат в действие, достаточно нажать кнопку SB3 и подать на вход D триггера DD2.1 напряжение высокого уровня (логическую 1) с инверсного выхода триггера DD2.4. Теперь поступивший на триггер DD2.1 импульс сихронизации переведет его в состояние 1, т. е. на прямом выходе будет логическая 1, а на инверсном — логический 0. Транзистор VT2 закроется, а тринистор VD9 откроется. Гирлянда HL1 вспыхнет.

Если продолжать держать кнопку SB3 нажатой, поступивший на триггер DD2.2 (вывод 4) импульс синхронизации изменит состояние и этого триггера на противоположное. Загорится гирлянда HL2. Затем последовательно вспыхнут гирлянды HL3 и HL4.

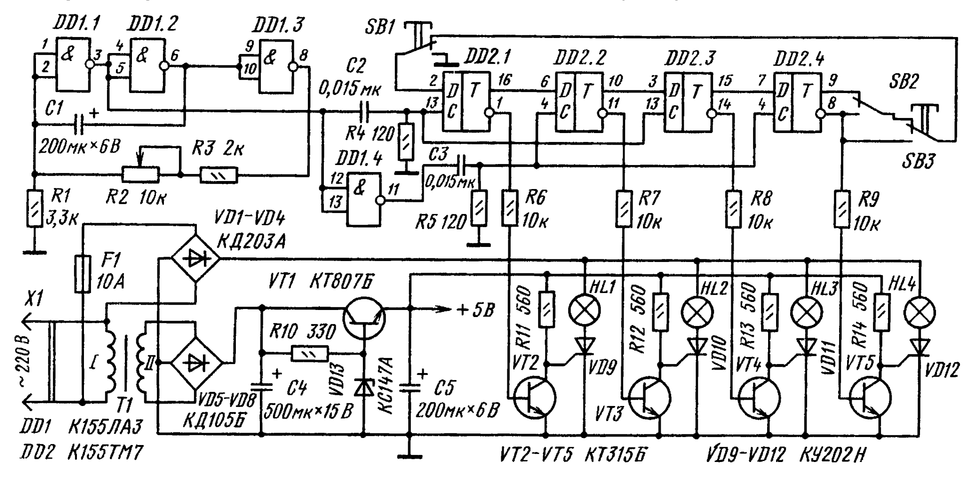


Рис. 8.130

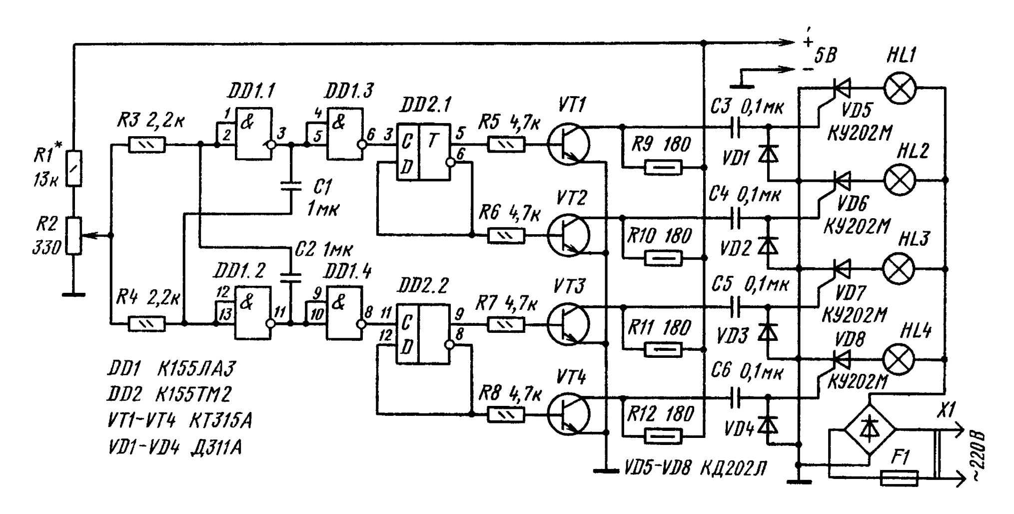


Рис. 8.131

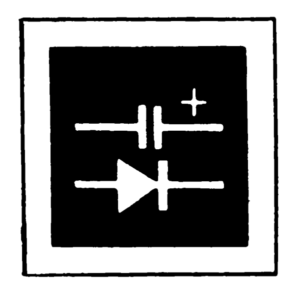
Переключатель гирлянд с плавным изменением яркости. На новогодней елке обычно эффективно работает переключатель, плавно изменяющий яркость нескольких гирлянд. Предлагаемый переключатель (рис. 8.131) собран на двух микросхемах, позволивших уменьшить размеры устройства и повысить надежность его работы.

На микросхеме DD1 выполнен симметричный мультивибратор, частоту колебаний которого можно изменять в пределах 195...205 Гц переменным резистором R2. Через инверторы DD1.3 и DD1.4 прямоугольные импульсы мультивибратора поступают на триггеры DD2.1—DD2.2. Триггеры выполняют роль делителей частоты. Выходные сигналы триггеров поступают на усилители тока (транзисторы VT1—VT4) и далее, через конденсаторы C3—C6, на управляющие электроды тринисторов VD5—VD8, в анодных цепях которых включены гирлянды ламп HL1—HL4. Диоды VD1—VD4 защищают управляющие электроды обратного напряжения.

В зависимости от соотношения частот мультивибратора и сети гирлянды или плавно зажигаются и резко гаснут, или резко зажигаются и плавно гаснут. Желаемую периодичность этого процесса, иначе говоря, скорость переключения гирлянд, устанавливают переменным резистором R2.

Мультивибратор и усилители тока питаются напряжением 5 В, которое можно подать от любого стабилизированного выпрямителя, рассчитанного на ток нагрузки до 100 мА. Для питания тринисторов и гирлянд использован выпрямитель на диодах VD5—VD8.

Пределы изменения частоты мультивибратора можно изменить подбором резистора R1. Для получения эффекта «бегущие огни» гирлянды располагают на елке в горизонтальных плоскостях одна над другой в определенной последовательности — HL1, HL3, HL2, HL4 (такова очередность их зажигания). Свет при этом будет «бежать» по елке или вверх, или вниз.



ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОАППАРАТУРЫ

РАЗДЕЛ 9

Содержание

9.1. Выпрямители и их основные параметры 320
9.2. Расчет выпрямителей 322
9.3. Сглаживающие фильтры 324
Параметры фильтра (324). Расчет индуктивно-емкостных фильтров (324). Расчет резистивно-емкостных фильтров (325)
9.4. Расчет трансформаторов 325
9.5. Стабилизаторы напряжения 326
Классификация и основные параметры (326). Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения (327). Расчет параметрических стабилизаторов (327). Расчет однокаскадного стабилизатора (327). Компенсационные стабилизаторы на транзисторах и микросхемах (328). Расчет транзисторного стабилизатора (328)
9.6. Транзисторные преобразователи напряжения 334
Схемы преобразователей (334). Расчет преобразователей (335)

9.1. ВЫПРЯМИТЕЛИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Выпрямительное устройство предназначено для преобразования переменного тока в постоянный и в общем случае состоит из трех основных узлов: трансформатора, выпрямителя и сглаживающего фильтра. В случае необходимости добавляется стабилизатор напряжения.

Режим выпрямителя в значительной степени определяется типом фильтра, включенного на его выходе. В маломощных выпрямителях, питающихся от однофазной сети переменного тока, применяются емкостные фильтры, Г-образные LC, RC и П-образные CLC и CRC фильтры.

Емкостный фильтр характерен для выпрямителей, рассчитанных на малые токи нагрузки. На выходе выпрямителя параллельно нагрузке включается конденсатор для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения. Реакция нагрузки на выпрямитель зависит от емкости конденсатора, сопротивление которого для переменной составляющей много меньше сопротивления нагрузки.

Если фильтр выпрямителя начинается с дросселя, обладающего большой индуктивностью, то нагрузка выпрямителя — индуктивная.

Выпрямитель характеризуется: выходными параметрами; параметрами, характеризующими режим диодов, и параметрами трансформатора. Наиболее распространенный вентиль в маломощных радиолюбительских устройствах — полупроводниковый диод.

К выходным параметрам выпрямителя относятся: номинальное среднее выпрямленное напряжение U_0; номинальный средний выпрямленный ток I_0; коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $k_{п01}$; частота пульсации выпрямленного напряжения $f_п$; внутреннее сопротивление выпрямителя r_0.

Коэффициентом пульсации $k_{п01}$ называется отношение амплитуды первой гармоники выпрямленного напряжения U_{01} к среднему значению выпрямленного напряжения U_0.

Диоды в выпрямителях характеризуются средним значением прямого тока $I_{пр\,ср}$; действующим значением тока $I_{пр}$; амплитудой тока $I_{пр\,max}$; амплитудой обратного напряжения $U_{обр\,max}$; средней мощностью $P_{пр\,ср}$.

Для трансформаторов, работающих в выпрямителях, определяются действующие значения напряжений U_1, U_2 и токов I_1, I_2 первичной и вторичной обмоток; мощности первичной и вторичной обмоток S_1, S_2; габаритная мощность трансформатора $S_г$.

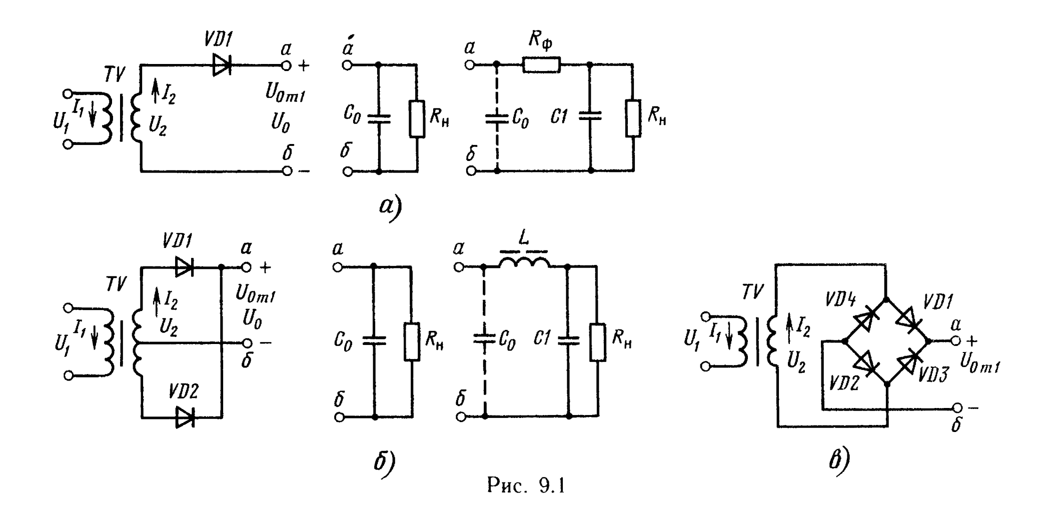


Рис. 9.1

В выпрямителях для питания аппаратуры от однофазной сети переменного тока применяются однополупериодная схема выпрямления, двухполупериодная схема выпрямления с выводом средней точки, мостовая схема, схема с удвоением напряжения и схема умножения напряжения.

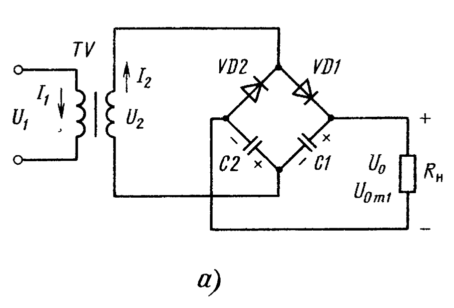
Выпрямители по *однополупериодной* схеме (рис. 9.1, *а*) применяются в основном с емкостным фильтром и обычно рассчитаны на выпрямленные токи до десятков миллиампер. Преимуществом таких выпрямителей являются простота и возможность работы без трансформатора. К их недостаткам относятся: низкая частота пульсаций; высокое обратное напряжение на вентиле; плохое использование трансформатора (в случае его наличия), подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током.

Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки (рис. 9.1, *б*) работает в основном с емкостным, Г- и П-образными RC и LC фильтрами. Основные преимущества этого выпрямителя — повышенная частота пульсации; малое число вентилей; возможность применения общего радиатора без изоляции вентилей. Недостатками его являются бо́льшая габаритная мощность трансформатора по сравнению с выпрямителем по мостовой схеме и по схеме удвоения напряжения (см. ниже) и повышенное обратное напряжение на вентиле.

Однофазный выпрямитель по мостовой схеме (рис. 9.1, *в*) из всех вариантов двухполупериодных выпрямителей обладает наилучшими технико-экономическими показателями. Применяется в основном с емкостным, Г- и П-образными RC и LC фильтрами. Достоинства такого выпрямителя — повышенная частота пульсации; относительно небольшое обратное напряжение; хорошее использование трансформатора; возможность работы от сети переменного тока без трансформатора. К недостаткам выпрямителя относятся повышенное падение напряжения в диодном комплекте, невозможность установки однотипных полупроводниковых вентилей на одном радиаторе без изолирующих прокладок.

Выпрямитель *с удвоением напряжения* (рис. 9.2, *а*) применяется в выпрямителях, выполненных на повышенные напряжения (1...2 кВ) при небольших токах нагрузки. Этот выпрямитель, как и предыдущий, обладает повышенной частотой пульсаций; пониженным обратным напряжением; хорошим использованием трансформатора; возможностью работы без трансформатора.

Несимметричные выпрямители с умножением напряжения (рис. 9.2, *б*) находит применение в высоковольтных выпрямителях при малых токах нагрузки, в режиме, близком к холостому ходу. Коэффициент умножения напряжения зависит от



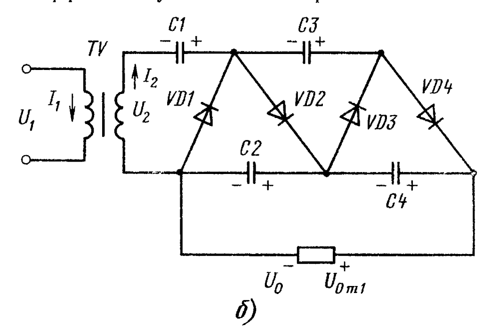


Рис. 9.2

числа каскадов, каждый из которых состоит из диода и конденсатора (на рис. 9.2, *б*, четыре каскада). Напряжение на всех конденсаторах, кроме C1, равно $2U_{2m}$. На C1 напряжение равно амплитуде напряжения вторичной обмотки трансформатора $2U_{2m}$.

9.2. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

В результате расчета выпрямителя должны быть определены параметры и тип диодов и параметры трансформатора.

Расчет выпрямителей, работающих на емкостной и Г-образный RC фильтры

При расчете исходными величинами являются номинальное выпрямленное напряжение U_0, В; ток нагрузки I_0, А; сопротивление нагрузки $R_н = U_0/I_0$, Ом; выходная мощность $P_0 = U_0 I_0$, Вт; номинальное напряжение сети U_1, В; относительное отклонение напряжения сети в сторону повышения и понижения $a_{max} = (U_{1\,max} - U_1)/U_1$; $a_{min} = (U_1 - U_{1\,min})/U_1$; частота тока сети f_c, Гц, допустимый коэффициент пульсации $k_{п01} = U_{01\,\sim}/U_0$.

Возможный порядок расчета:

1. На основании рекомендаций § 9 1 выбираем вариант схемы выпрямителя.

Если выбран вариант с умножением напряжения (рис. 9.2, *б*), то ориентировочно выбираем число каскадов умножения k. Желательно k выбирать так, чтобы напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 не превышало 2...3 кВ, в этом случае напряжение на конденсаторах $U_{C2} = U_{C4} = 2U_2$ не должно превышать 4...6 кВ. Число конденсаторов и диодов при этом $n = 2k$.

2. Определяем сопротивления трансформатора $r_{тр}$ вентиля $r_{пр}$ и по их значениям находим сопротивление фазы выпрямителя $r_ф$.

В формулах табл. 9.1 B, Т,— магнитная индукция; j, А/мм^2,— средняя плотность тока в

Таблица 9.1. **К определению** $r_{тр}$ и $r_ф$

Схема выпрямления	$r_{тр}$	$r_ф$
Рис 9 1, *а*	$(2\ \ 2{,}35)\dfrac{U_0 j}{I_0 f_c B}\sqrt[4]{\dfrac{f_c B j}{1{,}6 U_0 I_0}}$	$r_{тр}+r_{пр}$
Рис 9 1, *б*		$r_{тр}+r_{пр}$
Рис 9 1, *в*		$r_{тр}+2r_{пр}$
Рис. 9.2, *а*	$(0{,}5\,..0{,}6)\dfrac{U_0 j}{I_0 f_c B}\sqrt[4]{\dfrac{f_c B j}{1{,}6 U_0 I_0}}$	$r_{тр}+r_{пр}$
Рис. 9 2, *б*	$(2\ \ 2{,}35)\dfrac{U_0 j}{I_0 n^2 f_c B}\sqrt{\dfrac{f_c B j}{1{,}6 U_0 I_0}}$	$r_{тр}+(r_{пр}/2n)$

Таблица 9.2. **Приближенные значения** $I_{пр.\,ср}$ и $U_{обр\,max}$

Схема выпрямления	$I_{пр\,ср}$	$U_{обр\,max}$
Рис. 9.1. *а*	I_0	$3U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.1, *б*	$I_0/2$	$3U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.1, *в*	$I_0/2$	$1{,}5U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.2, *а*	I_0	$1{,}5U_0(1+a_{max})$
Рис. 9.2, *б*	I_0	$3U_0(1+a_{max})/n$

обмотках трансформатора; $n = 2k$, где k — число каскадов умножения. Магнитную индукцию B принимаем равной 1,1. .1,5 Т; задаемся $j \simeq 2...3{,}5$ А/мм^2.

Для определения сопротивления диода в прямом направлении $r_{пр}$ необходимо ориентировочно выбрать его тип и из справочника определить прямое падение напряжения $U_{пр}$.

Выбор диода осуществляется по среднему выпрямленному току $I_{пр\,ср}$ и амплитуде обратного напряжения $U_{обр\,max}$. Приближенные значения $I_{пр\,ср}$ и $U_{обр\,max}$ приведены в табл. 9.2.

Диод должен быть выбран так, чтобы его максимально допустимое обратное напряжение было больше, чем в рабочем режиме выпрямления Ток $I_{пр\,ср}$ должен быть меньше максимально допустимого среднего тока диода, указанного в справочнике.

Выбрав тип диода, находим $U_{пр}$ и определяем сопротивление вентиля $r_{пр} = U_{пр}/I_{пр\,ср}$.

Если выпрямители по схемам рис 9.1, *а—в* работают на Г-образный RC фильтр, то в сопротивление фазы $r_ф$ следует включить сопротивление фильтра $R_ф$, принимаемое равным (0,1... 0,25) $R_н$.

3. Определяем параметр A:

$A = I_0 \pi r_ф / U_0$ (для рис. 9.1, *а*);
$A = I_0 \pi r_ф / 2U_0$ (для рис. 9.1, *б, в*);
$A = 2I_0 \pi r_ф / U_0$ (для рис. 9.2, *а*)
$A = I_0 \pi r_ф n^2 / 2U_0$ (для рис. 9.2, *б*).

4. Определив A из графиков рис. 9.3, найдем параметры B, D, F. Из выражений, приведенных в табл. 9.3, определяем U_2, I_2, I_1, $S_г$, $U_{обр\,max}$, $I_{пр\,ср}$, $I_{пр}$, $I_{пр\,max}$.

Проверяем, подходят ли выбранные диоды по величинам $U_{обр\,max}$, $I_{пр\,ср}$, $I_{пр}$.

5. Из графиков рис. 9.4 определяем параметр H.

Для схем рис. 9.1, *а* и 9.2, *а* H определяем по кривой $m = 1$, для схем 9.1, *б, в* — по кривой $m = 2$.

По заданному коэффициенту пульсации $k_{п01}$ и величине H определяем емкости, мкФ:

$$C = \frac{H}{r_ф k_{п01}} \text{ (для рис. 9.1, } а\text{—}в\text{)};$$

$$C_1 = C_2 = \frac{H}{2 r_ф k_{п01}} \text{ (для рис. 9.2, } а\text{)}.$$

Задаваемое в начале расчета значение $k_{п01}$ не должно превышать (0,1...0,15), а также макси-

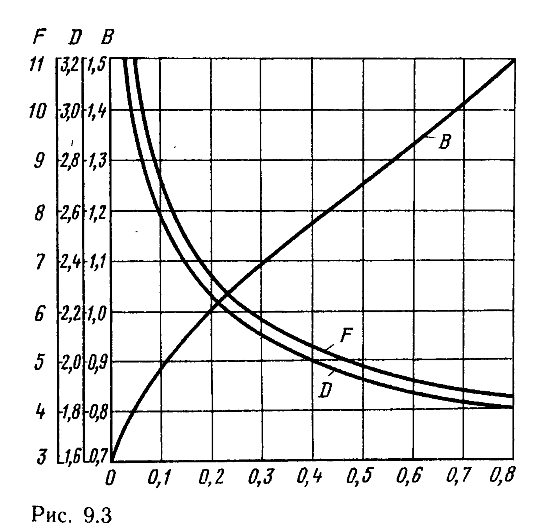


Рис. 9.3

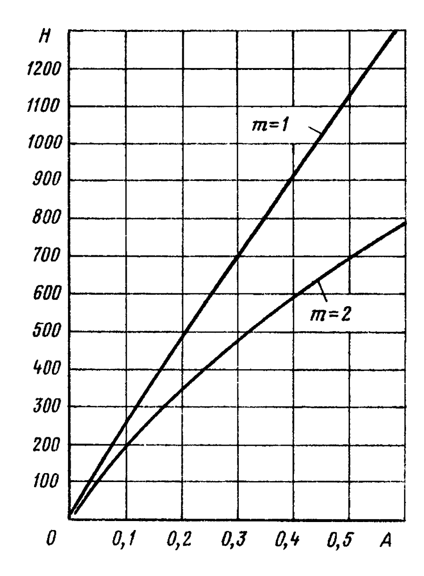


Рис. 9.4

мально допустимое значение, указанное в ТУ на конденсаторы.

При выборе конденсаторов для выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 9.2, *а*) необходимо учесть, что коэффициент пульсации на каждой емкости приблизительно в 2 раза больше, чем результирующий.

Выпрямитель с умножением напряжения емкости конденсаторов всех звеньев принимают одинаковыми и равными, мкФ,

$$C = \frac{I_0}{f_c U_0} 2(n+2)\,10^6.$$

6. В результате расчета получаем исходные данные для определения параметров трансформатора выпрямителя U_1, U_2, I_2, $S_г$.

Таблица 9.3. **Параметры выпрямителей при работе на емкостную нагрузку (рис. 9.1 и 9.2)**

Схема выпрямления	U_2	I_2	I_1	$S_г$	$U_{обр\,max}$	$I_{пр\,ср}$	$I_{пр}$	$I_{пр\,max}$	$f_п$
Однополупериодная	BU_0	DI_0	$I_0\sqrt{D^2-1}\times$ $\times w_2/w_1$	$0{,}5BD\times$ $\times\sqrt{D^2-1}\,P_0$	$2{,}82BU_0\times$ $\times(1+a_{max})$	I_0	DI_0	FI_0	f_c
Двухполупериодная со средней точкой	BU_0	$0{,}5DI_0$	$0{,}71DI_0\times$ $\times w_2/w_1$	$0{,}85BD\times$ $\times P_0$	$2{,}82BU_0\times$ $\times(1+a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}5FI_0$	$2f_c$
Мостовая	BU_0	$0{,}71DI_0$	$0{,}71DI_0\times$ $\times w_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$1{,}41BU_0\times$ $\times(1+a_{max})$	$0{,}5I_0$	$0{,}5DI_0$	$0{,}5FI_0$	$2f_c$
Удвоением напряжения	$0{,}5BU_0$	$1{,}41DI_0$	$1{,}41DI_0\times$ $\times w_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$1{,}41BU_0\times$ $\times(1+a_{max})$	I_0	DI_0	FI_0	$2f_c$
Умножением напряжения	$(BU_0)/n$	$0{,}71DI_0n$	$0{,}707DI_0\times$ $\times nw_2/w_1$	$0{,}7BDP_0$	$2{,}82\,BU_0\times$ $\times(1+a_{max})/n$	I_0	DI_0	FI_0	f_c^*, $2f_c^{**}$

* На нечетных конденсаторах
** На четных конденсаторах

Таблица 9.4. **Параметры выпрямителей при работе на индуктивную нагрузку (рис. 9.1, *б, в*)**

Тип выпрямителя	U_2	I_2	I_1	$S_г$	$U_{обр\,max}$	$I_{пр\,ср}$	$I_{пр}$	$I_{пр\,max}$	$f_п$	$k_{п(1)}$
Двухполупериодный со средней точкой	$1{,}11\,U_{0\,хх}$	$0{,}707\,I_0$	I_0w_2/w_1	$1{,}34\,P_0$	$3{,}14U_0(1+a_{max})$	$0{,}5\,I_0$	$0{,}707\,I_0$	I_0	$2f_c$	0,67
Мостовой	$1{,}11\,U_{0\,хх}$	I_0	I_0w_2/w_1	$1{,}11\,P_0$	$1{,}57U_0(1+a_{max})$	$0{,}5\,I_0$	$0{,}707\,I_0$	I_0	$2f_c$	0,67

Расчет выпрямителей, работающих на фильтр, начинающийся с индуктивности (рис. 9.1, *б, в*). Исходные данные для расчета: U_0, В; I_0, А; $R_н$, Ом; $P_0=U_0I_0$, Вт; U_1, В; a_{max}, a_{min}; f_c, Гц.

1. По формулам, приведенным в табл. 9.4, определяем параметры диодов $U_{обр\,max}$, $I_{пр\,ср}$, $I_{пр}$. Выбираем диоды с учетом того, что обратное напряжение $U_{обр\,max}$, приложенное к диоду, должно быть меньше максимального обратного напряжения для выбранного типа диода. Ток $I_{пр\,ср}$ должен быть меньше предельно допустимого среднего тока, указанного в справочнике. Из справочника определяем прямое падение напряжения на диоде $U_{пр}$.

2. По формулам, приведенным в табл. 9.1, находим сопротивление трансформатора.

3. Определяем напряжение холостого хода

$$U_{0\,xx}=U_0+I_0r_{тр}+U_{пр}N,$$

где N — число диодов, работающих одновременно, N=1 для схемы рис. 9.1, *а, б* и N=2 для схемы рис. 9.1, *в*.

4. По значениям $U_{0\,xx}$, I_0, P_0 из табл. 9.4 определяем параметры трансформатора U_2, I_2, I_1, $S_г$. Они являются исходными для расчета трансформатора.

9.3. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Параметры фильтра

Основным параметром сглаживающих фильтров является коэффициент сглаживания, который определяется отношением коэффициента пульсации на входе фильтра к коэффициенту пульсации на его выходе (на нагрузке):

$$q=k_{п\,вх}/k_{п\,вых}.$$

Коэффициент пульсации на входе фильтра определяется типом схемы выпрямления и равен

$$k_{п\,вх}=U_{0m1}/U_0=k_{п01},$$

где U_{0m1} и U_0 — амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая выпрямленного напряжения.

Коэффициент пульсации на выходе фильтра $k_{п\,вых}=U_{нm1}/U_н$, где $U_{нm1}$ и $U_н$ — амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая напряжения на нагрузке.

Расчет индуктивно-емкостных фильтров

Наиболее широко используют Г-образный индуктивно-емкостный фильтр (рис. 9.5). Для сглаживания пульсации таким фильтром необходимо, чтобы $x_C \ll R_н$, а $x_L \gg x_C$.

При выполнении этих условий, пренебрегая потерями в дросселе, получим коэффициент сглаживания Г-образного фильтра

$$q\approx U_{0m1}/U_{нm1}=(m\omega)^2LC-1,$$

где $\omega=2\pi f$. Для схем рис. 9.1, *б, в* m=2.

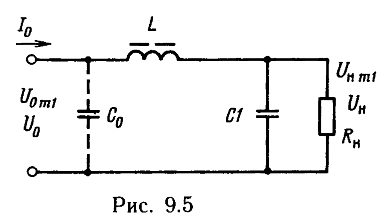


Рис. 9.5

Для $f_c=50$ Гц

$$LC_1=10(q+1)/m^2.$$

Определив произведение LC_1, Гн·мкФ, необходимо найти значения L и C_1 в отдельности.

Одним из основных условий выбора L является обеспечение индуктивной реакции фильтра на выпрямитель, необходимой для большей стабильности внешней характеристики выпрямителя. Кроме того, при индуктивной реакции фильтра меньше действующие значения токов в вентилях и обмотках трансформатора, а также меньше габаритная мощность трансформатора. Для обеспечения индуктивной реакции необходимо, чтобы

$$L\geqslant\frac{2U_0}{(m^2-1)m\omega I_0}=\frac{2R_н}{(m^2-1)m\omega}.$$

Выбрав индуктивность дросселя и зная произведение LC_1, можно определить емкость C_1.

При расчете фильтра необходимо также обеспечить такое соотношение реактивных сопротивлений дросселя и конденсатора, при котором не могли бы возникнуть резонансные явления на частоте пульсации выпрямленного напряжения и частоте изменения тока нагрузки.

Если нагрузка постоянна, то условием отсутствия резонанса является

$$\omega_0\leqslant m\omega/2,$$

где ω_0 — собственная угловая частота фильтра, равная $1/\sqrt{LC_1}$. Это условие выполняется при $q>3$.

Если ток нагрузки изменяется с угловой частотой $\omega_н$, то условие отсутствия резонанса можно записать в виде

$$\omega_0\leqslant\omega_н/2,$$

где $\omega_н=2\pi f_н$ — частота тока нагрузки.

Зная L, можно рассчитать или выбрать стандартный дроссель фильтра. По найденной из расчета емкости C_1 можно выбрать конденсатор. При этом необходимо, чтобы мгновенное значение напряжения на нем не превышало его номинального напряжения. Для этого конденсатор следует выбрать на напряжение холостого хода выпрямителя при максимальном напряжении сети, увеличенное на 15...20 %. Это необходимо для обеспечения надежной работы конденсаторов при перенапряжениях, возникающих при включении выпрямителя. Необходимо также, чтобы амплитуда переменной составляющей напряжения на конденсаторе не превышала предельно допустимого значения.

П-образный CLC фильтр (рис. 9.5) можно представить в виде двухзвенного фильтра, состоящего из емкостного звена с емкостью C_0 и Г-образного звена с L и C_1. При расчете

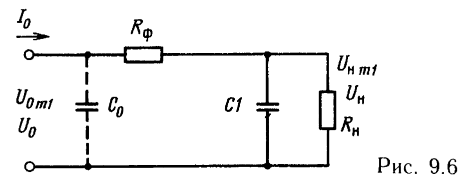


Рис. 9.6

П-образного фильтра емкость C_0 и коэффициент пульсации напряжения на емкости C_0 известны из расчета выпрямителя.

Коэффициент сглаживания Г-образного звена фильтра равен отношению коэффициентов пульсации напряжения на емкости C_0 и сопротивлении нагрузки. Зная коэффициент сглаживания Г-образного звена, можно определить произведение LC_1.

В П-образном фильтре наибольший коэффициент сглаживания достигается при $C_0=C_1$. Индуктивность дросселя L определяем по ранее приведенной формуле.

Расчет резистивно-емкостных фильтров

В выпрямителях малой мощности в некоторых случаях применяются фильтры, состоящие из резистора и конденсатора (рис. 9.6). В таком фильтре теряется относительно большое напряжение и соответственно имеют место значительные потери энергии в резисторе $R_ф$, но габаритные размеры и стоимость такого фильтра меньше, чем индуктивно-емкостного.

Коэффициент сглаживания Г-образного RC фильтра (рис. 9.6)

$$q=m\omega C_1\frac{R_н R_ф}{R_н+R_ф}.$$

Выражая R в омах, C в микрофарадах, получаем для $f_c=50$ Гц

$$R_ф C_1 R_н/(R_н+R_ф)\approx 3200\,q/m.$$

Сопротивление резистора $R_ф$ определяется с учетом КПД фильтра.

Оптимальный КПД имеет порядок 0,6...0,8. При КПД, равном 0,8, $R_ф=0{,}25\,R_н$.

Емкости определяются по формуле

$$C_1=16\,I_0 q/(mU_0),$$

где I_0 — ток нагрузки, мА.

При $R_ф=0{,}25\,R_н$ напряжение на входе фильтра $U_0=1{,}25\,U_н$.

Расчет П-образного резистивно-емкостного фильтра (рис. 9.6) проводится, как и в случае П-образного LC фильтра, разделением этого фильтра на емкостной C_0 и Г-образный LC_1 фильтр.

9.4. РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Маломощные силовые трансформаторы при их массовом производстве проектируют и изготовляют на стандартных сердечниках, составляющих унифицированные ряды.

Для питания аппаратуры от сети 50 Гц широко применяются трансформаторы броневого и стержневого типов. По технико-экономическим показателям предпочтительны трансформаторы стержневого типа, выполненные на стандартных магнитопроводах оптимальной формы. Броневая конструкция практически равноценна стержневой по массе, но уступает по объему и стоимости. Несмотря на эти недостатки для малых мощностей (до 100...200 В·А) при напряжениях менее 1000 В, отдают предпочтение броневым трансформаторам, как более простым по конструкции. При мощности в несколько сотен вольт-ампер наиболее перспективными являются стержневые трансформаторы с двумя катушками на ленточных магнитопроводах оптимальной формы.

Заданными величинами при расчете трансформатора (рис. 9.7) являются напряжение питающей сети U_1 (В): напряжения вторичных обмоток U_2, U_3 ... (В); токи вторичных обмоток I_2, I_3, ... (А); частота тока сети питания f_c (Гц).

Расчет трансформатора проводится в следующем порядке:

1. Определяем ток первичной обмотки трансформатора

$$I_1=I_{1(2)}+I_{1(3)}+\ldots+I_{1(n)}.$$

Составляющие тока первичной обмотки, вызванные токами вторичных обмоток, нагруженных на выпрямители, определяются по формулам, приведенным в табл. 9.3 и 9.4.

Составляющие, вызванные токами вторичных обмоток, при резистивной нагрузке равны

$$I_{1(n)}=I_n U_n/U_1,$$

где $n\geqslant 2$ — порядковый номер обмотки.

2. Определяем габаритную мощность трансформатора

$$S_г=(U_1I_1+U_2I_2+U_3I_3+\ldots+U_nI_n)/2\eta.$$

Здесь η — КПД, значение которого для маломощных трансформаторов находится в пределах 0,75...0,95.

3. По габаритной мощности трансформатора выбираем магнитопровод на данную мощность.

Стандартный магнитопровод можно выбрать также по произведению $S_{ст}S_{ок}$, см^4, где $S_{ст}$ и $S_{ок}$ — площадь поперечного сечения стержня магнитопровода и площадь окна ($S_{ст}=ba$; $S_{ок}=ch$):

$$S_{ст}S_{ок}=S_г\cdot 10^2/(2{,}22 f_c B j k_м k_c \eta).$$

Для броневых и стержневых трансформаторов, выполненных на пластинчатых магнитопроводах из горячекатаной стали, индукцию в стержне сердечника можно принять в пределах B=1,2... 1,3 Т. В трансформаторах, выполненных на лен-

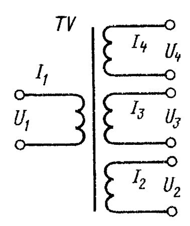


Рис. 9.7

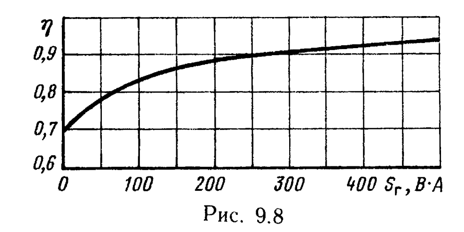


Рис. 9.8

точных сердечниках из холоднокатаной стали, $B = 1{,}5...1{,}65$ Т.

Плотность тока j в проводах обмоток трансформатора может составлять 3,5...4,5 А/мм^2 для трансформаторов мощностью до 100 В·А и 2,5...3,5 А/мм^2 для трансформаторов мощностью от 100 до 500 В·А.

Значения коэффициентов заполнения медью окна сердечника $k_м$ при $f_c = 50$ Гц:

$S_г$, В·А	$k_м$
15...50	0,22...0,28
50...150	0,28...0,34
150...300	0,34...0,36
300...1000	0,36...0,38

Значения коэффициентов заполнения сталью площади поперечного сечения стержня магнитопровода:

Толщина листа (ленты)	k_c *для пластинчатых магнитопроводов*	k_c *для ленточных магнитопроводов*
0,35...0,5	0,89...0,93	0,95...0,97
0,2...0,35	0,82...0,89	0,93...0,95

КПД определяем из рис 9.8.

Определив $S_{ст}S_{ок}$, выбираем стандартный магнитопровод, у которого данное произведение больше или равно расчетному.

Выбрав из таблиц магнитопровод, находим его основные размеры.

4. Определяем число витков обмоток трансформатора

$$w_1 = \frac{U_1(1 - \Delta U_1/100)\cdot 10^4}{4{,}44fBS_{ст}};$$

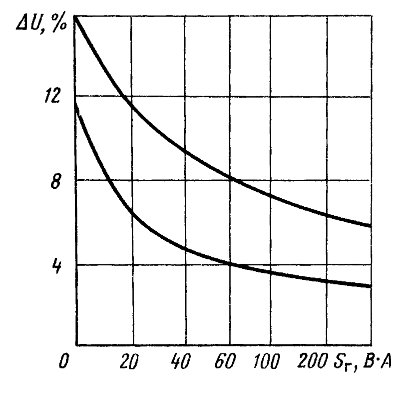


Рис. 9.9

$$w_{2,3n} = \frac{U_2(1 + \Delta U_2/100)\cdot 10^4}{4{,}44fBS_{ст}}.$$

Падение напряжения находим по рис. 9.9.

5. Определяем диаметр проводов обмоток трансформатора (без учета толщины изоляции)

$$d_{1,2,3,\ldots,n} = 1{,}13\sqrt{I_{1,2,3,\ldots,n}/j}.$$

Выбираем марку провода и определяем диаметры проводов обмоток трансформатора с учетом толщины изоляции $d_{1\,из}$, $d_{2\,из}$, ..., $d_{n\,из}$. Обмотки маломощных низковольтных трансформаторов выполняются в основном из проводов с эмалевой изоляцией (ПЭ, ПЭВ-1, ПЭВ-2).

6. Определяем толщину обмоток трансформатора и проверяем, умещаются ли они в окне выбранного сердечника.

9.5. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Классификация и основные параметры

Стабилизаторами напряжения называются устройства, автоматически поддерживающие постоянство напряжения на стороне потребителя с заданной степенью точности. Они подразделяются в зависимости от рода напряжения на стабилизаторы переменного и постоянного напряжения. По принципу действия стабилизаторы делятся на параметрические и компенсационные.

Основными параметрами стабилизаторов постоянного напряжения, характеризующими качество стабилизации, являются:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению — отношение относительных приращений напряжений на входе и выходе стабилизатора:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}}\frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{вых}$ — приращения входного и выходного напряжений стабилизатора при неизменном токе нагрузки, $U_{вх}$, $U_{вых}$ — номинальные входное и выходное напряжения стабилизатора.

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора r_i, равное отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_н$ при неизменном входном напряжении:

$$r_i = -\Delta U_{вых}/\Delta I_н.$$

Зная внутреннее сопротивление, можно определить изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки. В стабилизаторах напряжения внутреннее сопротивление может достигать тысячных долей ома.

3. Коэффициент сглаживания пульсаций

$$q = \frac{U_{вх\,m\,1}}{U_{вых\,m\,1}}\frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

где $U_{вх\,m\,1}$, $U_{вых\,m\,1}$ — соответственно амплитуды пульсации входного и выходного напряжений стабилизатора.

Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения

Для стабилизации напряжения постоянного тока используются нелинейные элементы, напряжение на которых мало зависит от тока, протекающего через них. В качестве таких элементов часто применяются кремниевые стабилитроны и стабисторы.

Для увеличения стабилизируемого напряжения стабилитроны могут быть включены последовательно. Параллельное включение стабилитронов недопустимо, так как небольшая разница в рабочих напряжениях, которая всегда имеет место, приводит к неравномерному распределению протекающих через них токов.

На рис. 9.10, *а* представлена схема однокаскадного параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах.

При увеличении напряжения на входе стабилизатора ток через стабилитрон VD1 резко возрастает, что приводит к увеличению падения напряжения на гасящем резисторе $R_{г1}$. Приращение напряжения на гасящем резисторе примерно равно приращению напряжения на входе стабилизатора, так что напряжение на выходе стабилизатора при этом изменяется незначительно. Для термокомпенсации включены диоды $VD_к$.

Если необходимо получить большую точность стабилизации, применяют двухкаскадный стабилизатор (рис. 9.10, *б*). Коэффициент стабилизации в этом случае равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов.

На рис. 9.10, *в* дана схема параметрического стабилизатора, в котором вместо гасящего резистора включен стабилизатор тока. Включение стабилизатора тока эквивалентно включению гасящего резистора с очень большим сопротивлением и позволяет повысить КПД вследствие уменьшения входного напряжения при достаточно большом коэффициенте стабилизации.

Расчет параметрических стабилизаторов

Исходные данные: номинальное значение выходного напряжения $U_{вых}$, В; максимальный и минимальный токи нагрузки $I_{н\,max}$, $I_{н\,min}$, А; коэффициент стабилизации $K_{ст}$; внутреннее сопротивление r_i, Ом; амплитуда переменной составляющей выходного напряжения $U_{вых\,m\,1}$, В; относительные отклонения напряжения сети в сторону повышения и понижения a_{max}, a_{min}.

Расчет однокаскадного стабилизатора

1. Зная $U_{вых}$, по напряжению стабилизации выбираем тип стабилитрона VD1 или тип и число последовательно включенных стабилитронов; определяем дифференциальное сопротивление $r_{ст}$, предельные токи стабилизации $I_{ст\,min}$, $I_{ст\,max}$, напряжение стабилизации $U_{ст}$ (при последовательном включении нескольких стабилитронов $U_{ст}=\sum_1^n U_{ст\,n}$, $r_{ст}=\sum_1^n r_{ст\,n}$, где n — число стабилитронов).

2. Уточняем выходное напряжение стабилизатора

$$U_{вых}=U_{ст}.$$

3. Задаемся коэффициентом пульсации на входе стабилизатора

$$k_{п\,вх}=U_{вх\,m\,1}/U_{вх}=a_{\sim}=0{,}02...0{,}05.$$

4. Определяем максимальный коэффициент стабилизации

$$K_{ст\,max}=\frac{U_{вых}(1-a_{min}-a_{\sim})}{(I_{н\,max}+I_{ст\,min})r_{ст}}.$$

Убеждаемся, что заданная величина $K_{ст}<K_{ст\,max}$.

Если $K_{ст}>K_{ст\,max}$, необходимо применить варианты рис. 9.10, *б, в*

5. Определяем номинальное, минимальное и максимальное значения входного напряжения стабилизатора:

$$U_{вх}=\frac{U_{вых}}{1-a_{min}-a_{\sim}}\Big/\frac{1-K_{ст}}{K_{ст\,max}};$$

$$U_{вх\,min}=U_{вх}(1-a_{min});$$
$$U_{вх\,max}=U_{вх}(1+a_{max}).$$

6. Определяем сопротивление резистора $R_{г1}$

$$R_{г1}\leqslant[U_{вх}(1-a_{min}-a_{\sim})-U_{вых}]/(I_{н\,max}+I_{ст\,min})$$

Определяем мощность, рассеиваемую в резисторе $R_{г1}$:

$$P_{R\,г1}=(U_{вх\,max}-U_{вых})^2/R_{г1}.$$

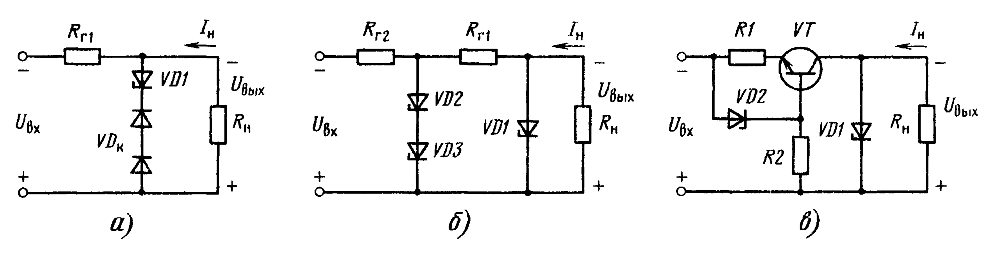


Рис. 9.10

По ГОСТу выбираем резистор с ближайшим меньшим номиналом на соответствующую мощность.

7. Находим максимальный ток стабилитрона

$I_{ст\,max} = [(U_{вх\,max} - U_{вых})/R_{г1}] - I_{н\,min}$.

8. Ток $I_{ст\,max}$ должен быть меньше предельного значения, указанного в справочнике для данного типа стабилитрона.

8. Коэффициент стабилизации и внутреннее сопротивление

$K_{ст} = R_{г1} U_{вых}/r_{ст} U_{вх}$; $r_i = r_{ст}$.

9. При коэффициенте сглаживания пульсации $q = K_{ст}$ амплитуда пульсации выходного напряжения равна $U_{вых\,m\,1} = a_{\sim} U_{вых}/q$.

10. КПД равен

$$\eta = \frac{U_{вых} I_{н\,max}}{U_{вх}(U_{вх} - U_{вых})/R_{г1}}.$$

11. Определяем максимальный ток, потребляемый от выпрямителя:

$I_0 = (U_{вх\,max} - U_{вых})/R_{г1}$.

12. Исходные данные для расчета выпрямителя:

U_1, f_c, a_{max}, a_{min}, I_0, $k_{п\,вх} = a_{\sim} = k_{п\,01}$.

Компенсационные стабилизаторы на транзисторах и микросхемах с непрерывным регулированием

На рис. 9.11 приведена схема одного из наиболее распространенных транзисторных стабилизаторов напряжения. Стабилизатор состоит из регулирующего элемента (транзисторы VT1—VT3); усилителя постоянного тока ($VT_у$, R1); источника опорного напряжения (VD1, R2); делителя напряжения (R3—R5); резисторов (R6, R7), обеспечивающих режим транзисторов VT2, VT3, и выходного конденсатора C1. Предусмотрена возможность регулировки выходного напряжения, для этого в цепь делителя включен переменный резистор R4.

В варианте рис. 9.11 регулирующий элемент состоит из трех транзисторов, однако это необязательно. Число транзисторов, входящих в регулирующий элемент, зависит от тока нагрузки. При $I_н < 0{,}02...0{,}03$ А в регулирующий элемент входит один транзистор VT1, при $0{,}02...0{,}03 А < I_н < 0{,}5...0{,}6$ А два транзистора VT1, VT2, при $0{,}5...0{,}6 А < I_н < 4...5$ А три транзистора VT1, VT2, VT3. Стабилизатор может быть выполнен как на транзисторах типа n=p=n (кремниевых), так и на транзисторах p=n=p (германиевых). В случае транзисторов p=n=p полярности напряжений на входе и выходе изменяются на противоположные. Соответственно необходимо переключить стабилитроны VD1 и VD2, чтобы напряжение на их анодах было отрицательно относительно катода.

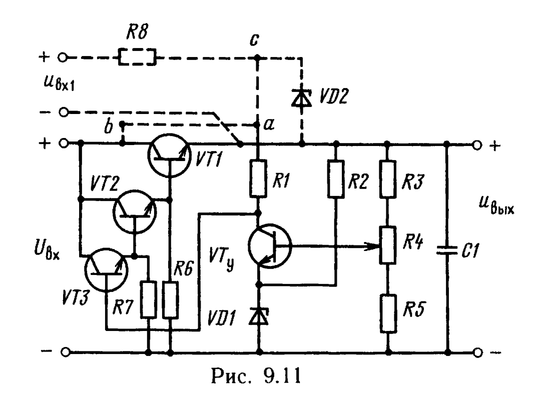


Рис. 9.11

Усилитель постоянного тока в стабилизаторе может питаться от дополнительного источника (параметрического стабилизатора R8, VD2) или непосредственно от источника входного напряжения. В первом случае точка a соединена с точкой c, а во втором — с точкой b (рис. 9.11).

При питании усилителя от дополнительного источника коэффициент стабилизации больше, чем при питании источника входного напряжения.

Расчет транзисторного стабилизатора

Исходные данные: номинальное выходное напряжение $U_{вых}$, В; пределы регулирования выходного напряжения в сторону увеличения и уменьшения; $\Delta U_{вых(+)}$; $\Delta U_{вых(-)}$, В; ток нагрузки $I_{н\,max}$, А; относительные откло-

Таблица 9.5. **Входные напряжения и токи**

$U_{вх\,min}$	$U_{вх}$	$U_{вх\,max}$	$k_{п\,вх} = U_{вх\,m}/U_{вх}$	$I_{вх} = I_0$
$U_{вых} + \Delta U_{вых(+)} + (4...5)$	$U_{вх\,min}/(1 - a_{min})$	$U_{вх}(1 + a_{max})$	0,05...0,1	$(1{,}1...1{,}2)\ I_{н\,max}$
$U_{вх\,1\,min}$	$U_{вх\,1}$	$U_{вх\,1\,max}$	$k_{п.\,вх\,1}$	$I_{вх\,1} = I_{01}$
$2U_{VD\,2}$	$2U_{VD\,2}/(1 - a_{min})$	$U_{вх\,1}(1 + a_{max})$	0,02...0,05	$\frac{U_{вх\,1\,max} - U_{VD\,2}}{R8}$

Таблица 9.6. **Параметры транзисторов и стабилитронов**

Параметр	Транзистор				Параметр	Стабилитрон	
	VT1	VT2	VT3	VT_y		VD1	VD2
$I_{K\,max}$	$(1{,}1...1{,}2)\,I_{н\,max}$	$I_{K\,1\,max}/h_{21Э\,1}$	$I_{K\,2\,max}/h_{21Э\,2}$	$(3...5)\cdot 10^{-3}$ A	$U_{ст}$	$U_{вых}-\Delta U_{вых}-(2...3)$ В	U_{VD1}
$U_{КЭ\,max}$	$U_{вх\,max}-U_{вых}-\Delta U_{вых\,(-)}$			$U_{вых}+\Delta U_{вых\,(+)}-U_{VD1}$	$I_{ст\,max}$	$5\cdot 10^{-3}+\frac{U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}}{R2}$	$\frac{U_{вх\,1\,max}-U_{VD2}}{R8}-(3...5)\cdot 10^{-3}$
P_K	$U_{КЭ\,max}I_{K\,max}$						

Таблица 9.7. **Сопротивления резисторов R1—R8**

R1	R2	R3	R4	R5	R6	R7	R8
$U_{VD2}/(3...5)\times 10^{-3}$ (1,5...3) кОм	$\frac{U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}-U_{VD1}}{(3...5)\cdot 10^{-3}}$	$R_3+R_4+R_5=\Sigma R_{дел}=U_{вых}/(3...10)\cdot 10^{-3}$			$U_{вых}/I_{КБ01}$	$U_{вых}/I_{КБ02}$	$U_{VD2}/10^{-2}$
		$\Sigma R_{дел}-R_4-R_5$	$\Sigma R_{дел}\left(1-\frac{U_{VD1}}{U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}}\right)$	$\frac{\Sigma R_{дел}U_{VD1}}{U_{вых}+\Delta U_{вых(+)}}$			

нения напряжения сети в сторону повышения и понижения a_{max}; a_{min}.

Порядок расчета:

1. Из табл. 9.5 определяем входное напряжение (минимальное, номинальное и максимальное), ток, потребляемый стабилизатором от источника питания, $I_{вх}=I_0$ и коэффициент пульсации $k_{п\ вх}$. Зная эти величины, можно рассчитать выпрямитель и фильтр стабилизатора.

2. В зависимости от тока нагрузки, как указывалось выше, определяем число транзисторов, входящих в регулирующий элемент.

3. По табл. 9.6 определяем параметры и выбираем из справочника транзисторы VT1—VT3, $VT_у$. Транзистор VT1 обычно устанавливается на теплоотводе.

4. Выбираем типы стабилитронов VD1, VD2 по напряжению $V_{ст}$ (табл. 9.6) и находим их параметры.

5 Определяем сопротивления резисторов R1—R8 (табл 9.7) и рассеиваемые на них мощности $P_R=U_R^2/R=I_R^2R$.

Интегральные стабилизаторы напряжения непрерывного действия серии К142ЕН выпускаются трех типов: с регулируемым выходным напряжением К142ЕН1—4, с фиксированным выходным напряжением К142ЕН5А, Б; с двухполярным входным и выходным напряжением К142ЕН6.

Интегральные стабилизаторы с регулируемым выходным напряжением требуют подключения внешнего делителя ОС, элементов частотной коррекции и резисторов цепи защиты.

Наибольшее распространение получили маломощные стабилизаторы серии К142ЕН1,2 и стабилизаторы средней мощности К142ЕН3,4. Маломощные интегральные стабилизаторы целесообразно применять при выходных напряжениях от 3 до 30 В и малых токах нагрузки 0,05...0,1 А. Подключение к маломощным интегральным стабилизаторам внешнего мощного регулирующего транзистора позволяет получить на выходе значительно большие токи нагрузки.

Интегральные стабилизаторы средней мощности целесообразно применять при токах до 1 А.

Основные данные стабилизаторов серии К142ЕН1—4 приведены в табл. 9.8. На рис. 9.12

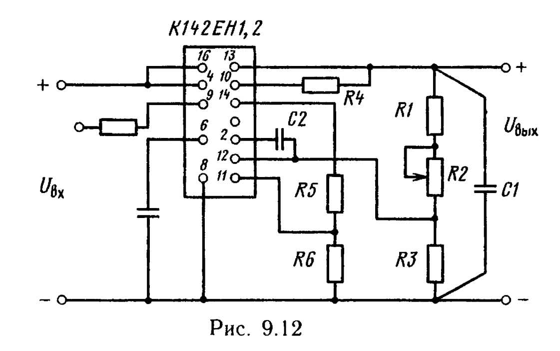


Рис. 9.12

показана типовая схема включения интегральных стабилизаторов К142ЕН1,2 при малых токах нагрузки.

Делитель R1—R3 выбирается из условий, чтобы его ток был не менее 1,5 мА. Сопротивление резистора R3 нижнего плеча принимаем равным 1,2 кОм.

С помощью резистора R2 осуществляется регулировка выходного напряжения.

Приняв ток делителя равным 2 мА, находим сопротивления резисторов R1 и R2, кОм:

$$R_1=(U_{вых}-\Delta U_{вых(-)}-2{,}4)/2;$$

$$R_2=\frac{(\Delta U_{вых(+)}+\Delta U_{вых(-)})}{2},$$

где $U_{вых}$ — номинальное выходное напряжение; $\Delta U_{вых(+)}$, $\Delta U_{вых(-)}$ — пределы регулировки выходного напряжения в сторону повышения и понижения.

Узел защиты стабилизатора содержит резистор R4 и делитель R5, R6. Ток делителя принимаем равным 0,3 мА, а сопротивление резистора R5 равным 2 кОм. Сопротивление резистора R6, кОм, определяется по формуле

$$R_6=(U_{вых}+0{,}7)/0{,}3.$$

Сопротивление R4, Ом, определяется исходя из тока срабатывания защиты $I_{защ}$, А: $R_4\approx 0{,}7/I_{защ}$.

Таблица 9.8. **Параметры микросхемы с регулируемым выходным напряжением**

№ п/п	Параметр	Тип микросхемы			
		К142ЕН1	К142ЕН2	К142ЕН3	К142ЕН4
1	Максимальное входное напряжение $U_{вх\ max}$, В	20	40	60	60
2	Минимальное входное напряжение $U_{вх\ min}$, В	9	20	9,5	9,5
3	Предельные значения выходного напряжения, В	3...12	12...30	3...30	3...30
4	Максимальный ток нагрузки $I_{н\ max}$, А	0,15	0,15	1	1
5	Потребляемый (микросхемой) ток, мА	4	4	10	10
6	Максимальная мощность рассеяния МС при температуре корпуса до +80 °С	0,8	0,8	6	6
7	Минимальное падение напряжения на регулирующем транзисторе микросхемы $U_{КЭ\ min}$, В	4/2,5*)	4/2,5*)	3	4

*) Значения $U_{КЭ\ min}$ даны при раздельном питании регулирующего элемента (вывод 16) и цепи управления микросхемы (вывод 4)

Ток срабатывания защиты не должен превышать максимальный ток $I_{н\,max}$, указанный в табл. 9.8.

При коротком замыкании к регулирующему транзистору микросхемы будет приложены входное напряжение и на интегральной схеме будет выделяться мощность $P = I_{защ} U_{вх\,max}$. Значение этой мощности не должно превышать предельно допустимую мощность МС, указанную в табл. 9.8.

С помощью конденсаторов C_1, C_2 обеспечивается устойчивая работа микросхемы:

при $U_{вых} < 5В$ $C_2 \geq 0{,}1$ мкФ, $C_1 \geq 5...10$ мкФ;
при $U_{вых} > 5В$ $C_2 \geq 100$ пФ; $C_1 \geq 1$ мкФ.

Входные напряжения определяются из формул

$$U_{вх\,min} \geq U_{вых} + \Delta U_{вых(+)} + I_{н\,max} R_1 + U_{КЭ\,min};$$
$$U_{вх} = U_{вх\,min}/(1 - a_{min});$$
$$U_{вх\,max} = U_{вх}(1 + a_{max}),$$

где $U_{КЭ\,min}$ берется из табл. 9.8.

Максимальное входное напряжение для микросхемы К142ЕН1, 2 не должно превышать значений, указанных в табл. 9.8.

Для уменьшения потерь мощности на регулирующем транзисторе и одновременно повышения коэффициента стабилизации цепь управления, включающую источник опорного напряжения, питают от отдельного параметрического стабилизатора (выводы 4, 8 на рис. 9.12), а силовую часть (выводы 16,8) от своего выпрямителя.

Минимальное напряжение на регулирующем транзисторе может быть уменьшено до 2,5 вместо 4 В, когда выводы 4 и 16 микросхемы объединены.

Коэффициент стабилизации при раздельном питании входов увеличивается приблизительно на порядок.

При питании выводов 4, 8 от отдельного параметрического стабилизатора необходимо, чтобы $U_{4,8} > U_{вых\,max}$, а также $U_{вх\,min} < U_{4,8} < U_{вх\,max}$. Значения $U_{вх\,min}$ и $U_{вх\,max}$ указаны в табл. 9.8

Для повышения выходных токов к интегральному стабилизатору подключается внешний мощный транзистор (рис. 9.13). Сопротивления резисторов R1—R3 и емкость конденсатора C1 выбираются так же, как для рис. 9.12. Емкость конденсатора C1 необходимо увеличить до 50... 100 мкФ

Использование дополнительного транзистора КТ802А, КТ803А или КТ908 позволяет получить выходные токи более 1 А без ухудшения основных параметров.

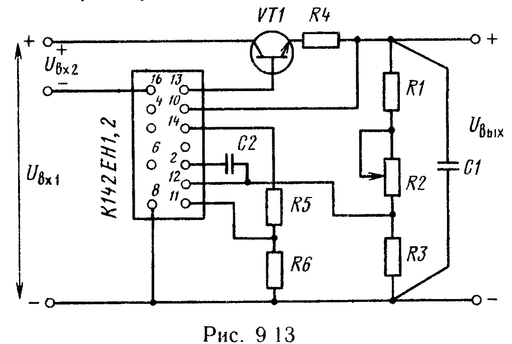


Рис. 9 13

Рис. 9.14

Типовая схема включения стабилизаторов типов К142ЕН3 и К142ЕН4 приведена на рис. 9.14.

Внешний резистор R5 необходим для ограничения внешнего сигнала $U_{упр}$, предназначенного для выключения микросхемы. Резистор R6 ограничивает порог срабатывания тепловой защиты в диапазоне температур корпуса микросхемы +65... +145 °С, резистор R4 является датчиком тока цепи защиты от перегрузок и короткого замыкания.

Сопротивление резистора R6 определяется по формуле

$$R_6 \geq (0{,}037T_к - 6{,}65)/(1 - 0{,}0155T_к),$$

где $T_к$ — температура корпуса микросхемы, °С, при которой должна срабатывать тепловая защита.

Сопротивление резистора R1, кОм,

$$R_1 \geq \frac{U_{упр}R_6(1 + 0{,}4R_6) - R_6(1{,}8 + 0{,}5R_6)}{1{,}8 + R_6(1{,}2 + 0{,}2R_6)}.$$

Напряжение управления выбирается от 0,9 до 40 В.

Сопротивление датчика тока R4, Ом,

$$R4 = [1{,}25 - 0{,}5I_{сраб} - 0{,}023(U_{вх} - U_{вых})]/I_{сраб}.$$

Для микросхемы данного типа ток срабатывания защиты не должен превышать 1 А.

Интегральные стабилизаторы с фиксированным напряжением серий К142ЕН5А, Б имеют выходное напряжение 5 или 6 В в зависимости от типа микросхемы. Стабилизаторы содержат защиты от перегрузок по току и тепловую защиту, срабатывающую при температуре кристалла до +175 °С.

На выходе стабилизатора необходимо включить конденсатор $C1 \geq 10$ мкФ для обеспечения устойчивости при импульсном изменении тока нагрузки.

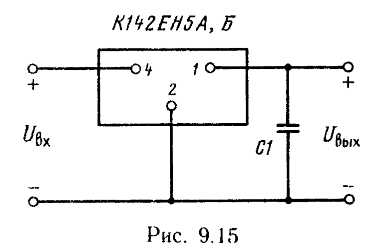


Рис. 9.15

Таблица 9.9. **Параметры микросхемы с фиксированным выходным напряжением**

Тип микросхемы	Выходное напряжение $U_{вых}$, В	Точность установки $\Delta U_{вых}$, %	Максимальный ток нагрузки $I_{н\,max}$, А	Максимальное входное напряжение $U_{вх\,max}$, В	Максимальная мощность Р, Вт, при $T_к = +80$ °С	Минимальное напряжение на РЭ $U_{КЭ\,min}$, В
К142ЕН5А	5	±2	3	15	10	2,5
К142ЕН5Б	6	±2	3	15	10	2,5

Данные интегральных стабилизаторов с фиксированным выходным напряжением приведены в табл. 9.9, а на рис. 9.15 показана типовая схема его включения.

Широкое распространение получили импульсные стабилизаторы. В основном применяются импульсные стабилизаторы с ШИМ и импульсные стабилизаторы релейного типа.

Структурная схема импульсного стабилизатора с ШИМ дана на рис 9.16.

На вход регулирующего транзистора (РТ) от источника постоянного напряжения подается постоянное нестабилизированное напряжение. Управление регулирующим транзистором осуществляется модулятором ШИМ.

Длительность управляющих импульсов ШИМ зависит от сигнала, поступающего на его вход. Под воздействием управляющих импульсов регулирующий транзистор периодически с заданной частотой подключает источник питания ко входу фильтра (Ф) стабилизатора. Напряжение на входе фильтра имеет форму однополярных прямоугольных импульсов. На выходе фильтра выделяется в основном постоянная составляющая напряжения. Выходное напряжение сравнивается с опорным, и сигнал разности, усиленный усилителем У, поступает на вход модулятора ШИМ.

При изменении выходного напряжения изменяется сигнал разности между выходным и

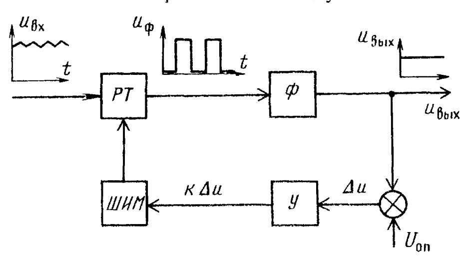


Рис. 9.16

опорным напряжениями, изменяется сигнал на входе широтно-импульсного модулятора, что приводит к изменению длительности управляющих импульсов. В результате изменяется длительность импульсов на входе фильтра и среднее значение выходного напряжения возвращается к своему первоначальному значению.

В релейных стабилизаторах в цепь ОС вместо широтно-импульсного модулятора включен релейный элемент — триггер. Релейные стабилизаторы работают в режиме устойчивых автоколебаний. При изменении входного напряжения или тока нагрузки в отличие от стабилизаторов с ШИМ изменяется частота переключения регулирующего транзистора, а среднее значение выходного напряжения поддерживается неизменным с определенной степенью точности.

Силовая часть импульсных стабилизаторов может быть выполнена в трех вариантах (рис. 9.17).

В стабилизаторе по схеме рис. 9.17, *а* напряжение на выходе меньше входного напряжения $U_{вых} < U_{вх}$. Стабилизатор по схеме рис. 9.17, *б* позволяет получить на выходе напряжение больше, чем на входе. Устройство по схеме рис. 9.17, *в* является полярно-инвертируемым. На его выходе напряжение имеет полярность, противоположную полярности входного напряжения. Значение напряжения на выходе может быть как больше, так и меньше входного напряжения в зависимости от скважности управляющих импульсов.

Цепь управления импульсным стабилизатором содержит источник опорного напряжения, делитель ОС, усилитель, широтно-импульсный модулятор или триггер. Источник опорного напряжения, делитель ОС, усилитель выполняются так же, как и в стабилизаторах непрерывного действия.

В импульсном стабилизаторе на регулирующем транзисторе рассеивается значительно меньшая мощность по сравнению со стабилизатором непрерывного действия, поэтому его КПД выше, а объем и масса меньше.

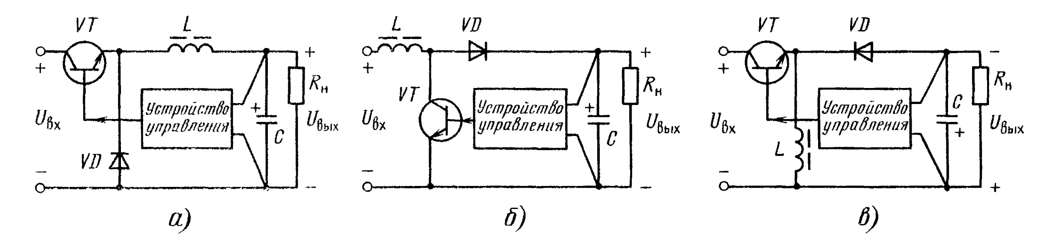


Рис. 9.17

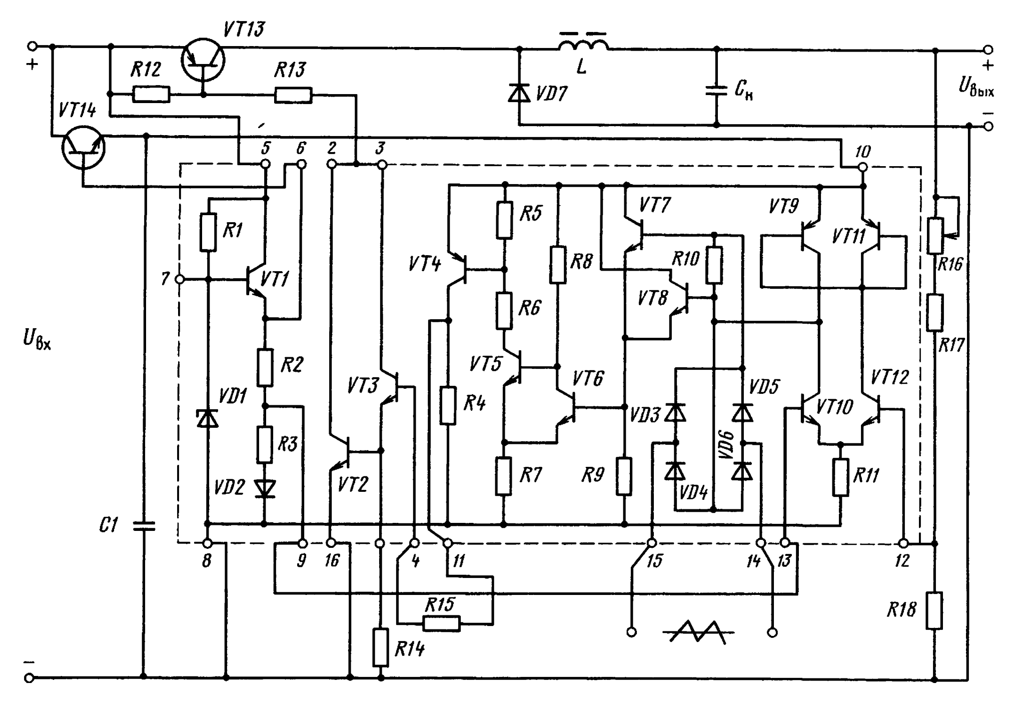


Рис. 9.18

На рис. 9.18 изображена схема импульсного стабилизатора понижающего типа с микросхемой К142ЕП1, действующего как в релейном режиме, так и в режиме ШИМ. На рис. 9.18 элементы микросхемы ограничены штриховой линией.

Источник опорного напряжения содержит параметрический стабилизатор на стабилитроне VD1 и резисторе R1; эмиттерный повторитель на транзисторе VT1. Напряжение стабилитрона VD1 подается на вход эмиттерного повторителя, опорное напряжение снимается с резистора R3 (вывод 9), включенного в цепь эмиттера транзистора VT1. Диод VD2, включенный в цепь эмиттера транзистора VT1 последовательно с резисторами R2, R3, является термокомпенсирующим элементом.

Дифференциальный усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах VT10, VT12, резисторе R11. Его коллекторной нагрузкой является генератор тока, выполненный на транзисторах VT9, VT11. На один вход усилителя (вывод 12) подается напряжение с внешнего сравнивающего делителя, на другой (вывод 13) опорное напряжение с резистора R3.

Сигнал с выхода дифференциального усилителя поступает на вход эмиттерного повторителя (VT8, R9). Широтно-импульсный модулятор содержит триггер Шмитта (VT5, VT6, R5—R8) и диодный мост (VD3—VD6), на вход которого поступает внешний пилообразный сигнал.

Пилообразное напряжение выделяется на резисторе R10, складывается с выходным напряжением усилителя постоянного тока и поступает на вход эмиттерного повторителя, выполненного на транзисторе VT7. На входе триггера и резисторе R9 напряжение равно сумме выходного напряжения усилителя и напряжения пилообразного синхронизирующего сигнала.

Транзистор VT5 триггера Шмитта через промежуточный усилитель VT4 управляет составным транзистором VT3, VT2.

Кроме К142ЕП1 стабилизатор содержит регулирующий транзистор VT13, фильтр VD7, L, $C_н$, сравнивающий делитель R16, R17, R18 и параметрический стабилизатор напряжения, выполненный на транзисторе VT14 для питания микросхемы.

Рассмотрим принцип действия стабилизатора в релейном режиме.

При подключении стабилизатора к источнику постоянного напряжения к выводу 5 микросхемы поступает напряжение питания источника опорного напряжения.

Стабилизированное напряжение с вывода 6 микросхемы поступает на базу транзистора VT14. Транзистор VT14 совместно с источником опорного напряжения микросхемы и конденсатором C1 образует параметрический стабилизатор, напряжение которого поступает на вывод 10 МС.

При наличии напряжения питания на выводе 10 транзистор VT6 триггера закрыт, а транзистор VT5 открыт. Соответственно транзисторы VT4, VT3, VT2 находятся также в открытом состоянии.

Через транзисторы VT2, VT3 и резистор R13 протекает ток базы регулирующего транзистора VT13, и он открывается. Напряжение на входе фильтра (диоде VD7) станет равным входному напряжению стабилизатора. Выходная емкость стабилизатора $C_н$ заряжается, и выходное напряжение увеличивается, в связи с этим

увеличивается напряжение на нижнем плече сравнивающего делителя — резистора R18 и базе транзистора VT12. Как только напряжение на базе транзистора VT12 превысит опорное напряжение, поступающее на базу VT10 с вывода 9, токи базы и коллектора VT12 начинают увеличиваться. Увеличивается напряжение коллектор — эмиттер транзистора VT10 и соответственно на входе триггера U_{R9}.

При определенном выходном напряжении, напряжение на входе триггера U_{R9} станет равным верхнему порогу его срабатывания. Транзистор VT6 открывается, а транзисторы VT5, VT4, VT3, VT2 закрываются. Ток базы внешнего регулирующего транзистора VT13 станет равным нулю, и он закроется. Напряжение на входе фильтра U_{VD7} станет равным нулю. Выходное напряжение стабилизатора начинает уменьшаться. При этом уменьшается напряжение на резисторе R18 и базе транзистора VT12 микросхемы. Уменьшаются токи базы и коллектора транзистора VT12. Ток коллектора транзистора VT10 увеличивается, и напряжения на нем и на входе триггера U_{R9} уменьшаются. При некотором выходном напряжении напряжение на входе триггера U_{R9} достигает нижнего порога его срабатывания, транзистор VT6 закрывается, а транзисторы VT2 — VT5 открываются. Вновь открывается регулирующий транзистор VT13, и напряжение на выходе стабилизатора начинает увеличиваться. Так процесс непрерывно повторяется.

При изменении входного напряжения или тока нагрузки изменяется скорость заряда или разряда выходной емкости, а среднее значение выходного напряжения, ввиду постоянства порогов срабатывания триггера, остается неизменным с определенной степенью точности. Изменение входного напряжения приводит к изменению относительной длительности импульса регулирующего транзистора и к изменению частоты его переключения.

При работе устройств в режиме ШИМ на вход диодного моста VD3 — VD6 в микросхеме подается внешний пилообразный сигнал, который выделяется на резисторе R10 и суммируется с выходным напряжением дифференциального усилителя.

Под воздействием пилообразного сигнала осуществляется переключение транзисторов микросхемы и регулирующего транзистора VT13. При изменении выходного напряжения изменяется напряжение на выходе дифференциального усилителя, что приводит к смещению пилообразного сигнала и к изменению относительной длительности импульсов транзисторов микросхемы и регулирующего транзистора VT13. В результате выходное напряжение возвращается к своему первоначальному значению.

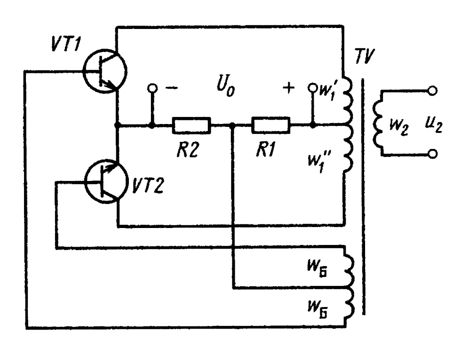


Рис. 9.19

9.6. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Схемы преобразователей

Для питания радиоаппаратуры от источников постоянного тока с низким напряжением (например, аккумуляторные батареи) используются транзисторные преобразователи напряжения. Преобразователи широко применяются как автономные источники в высоковольтных источниках питания и источниках электропитания с бестрансформаторным входом.

По способу возбуждения транзисторные преобразователи разделяются на два типа: преобразователи с самовозбуждением и преобразователи с усилением мощности.

Преобразователи с самовозбуждением выполняются на небольшие мощности (до нескольких десятков ватт) по одно- и двухтактной схемам.

Широкое применение получили двухтактные преобразователи (рис. 9.19). Преобразователь состоит из трансформатора TV и транзисторов VT1, VT2, включенных по схеме с общим эмиттером. Трансформатор выполнен на магнитопроводе из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (79НМ, 34НКМП). Входными зажимами преобразователь включен в цепь постоянного тока с напряжением U_0. Напряжение, снимаемое с резистора R2 делителя напряжения, создает на базах транзисторов положительное (относительно эмиттеров) смещение, что обеспечивает надежный запуск преобразователя.

Благодаря положительной ОС транзисторы поочередно подключают источник питания к первичным обмоткам трансформатора w_1' и w_1''. Во вторичной обмотке трансформатора наводится ЭДС прямоугольной формы.

При преобразовании больших мощностей наибольшее распространение получили *преобразователи с использованием усилителя мощности.* Усилитель управляется от задающего генератора, в качестве которого можно использовать преобразователь с самовозбуждением. Применение таких преобразователей целесообразно, если требуется обеспечить постоянство частоты и напряжения на выходе, а также неизменность формы кривой переменного напряжения при изменении нагрузки преобразователя. Схема двухтактного усилителя мощности приведена на рис. 9.20.

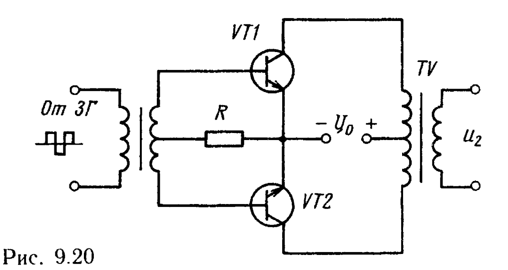


Рис. 9.20

Транзисторы усилителя мощности VT1, VT2 работают поочередно. В течение первого полупериода под действием управляющего напряжения один из транзисторов, например VT1, открыт и находится в насыщении, а транзистор VT2 закрыт и находится в режиме отсечки. Во второй полупериод транзисторы переключаются. Напряжение питания поочередно прикладывается к верхней и нижней половинам первичной обмотки трансформатора. Во вторичной обмотке наводится ЭДС прямоугольной формы.

Расчет преобразователей

Исходные данные: напряжение питания U_0, В; выходное напряжение преобразователя U_2, В; максимальный ток вторичной обмотки I_2, А; частота генерации преобразователя f, Гц. Необходимо знать также вид нагрузки (активная, мостовой выпрямитель, выпрямитель со средней точкой, удвоение напряжения).

1. Определяем ток открытого транзистора

$I_{К\ нас} = I_{2\ max} U_2/\eta U_0$.

Принимаем $\eta = 0{,}72...0{,}9$. Амплитуда тока вторичной обмотки $I_{2\ max} = I_2$, если преобразователь работает на активную нагрузку, на мостовой выпрямитель и цепь удвоения. Если нагрузкой является двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, то $I_{2\ max} = I_2\sqrt{2}$.

2. Максимальное напряжение на закрытом транзисторе равно $U_{КЭ\ max} = 2{,}4\ U_0$.

3. По максимальному току $I_{К\ max}$ и максимальному напряжению $U_{КЭ\ max}$ выбираем тип транзисторов VT1, VT2:

$I_{К\ max} = (2...3)\ I_{К\ нас}$ (для рис. 9.19);
$I_{К\ max} = (1{,}3...1{,}5)\ I_{К\ нас}$ (для рис. 9.20).

4. Ток базы транзистора равен $I_{Б\ нас} = (1{,}3-1{,}5)\ I_{К\ нас}/h_{21Э\ min}$, где $h_{21Э\ min}$ — минимальное значение коэффициента передачи тока VT1, VT2 в схеме с ОЭ.

5. Напряжения базовых обмоток $U_Б = 2{,}5...3{,}5$ В.

6. Сопротивления резисторов R1, R2, $R_б$ равны:

$R_1 = U_0 R_2/(0{,}5...1)$;
$R_2 = [U_Б - (0{,}5...0{,}7)]/I_{Б\ нас}$;
$R_б = (1{,}4...2)/I_{Б\ нас}$.

7. Расчет параметров трансформатора. Магнитопровод трансформатора у преобразователя с самовозбуждением изготавливается из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (50НП, 34НКМП, 79НМ). У преобразователя с усилителем мощности сердечник трансформатора изготавливается из материалов с высокой магнитной проницаемостью (34НКМП, 40НКМП, ферритов 2000НМ1, 2000НМ3).

Магнитопровод трансформатора выбирается по произведению $S_{ст}S_{ок}$ (см. § 9.4):

$S_{ст}S_{ок}S_г \cdot 10^2/2fBjk_м k_с \eta$.

$S_г = 1{,}3\ U_2 I_2$ (активная нагрузка преобразователя или мостовой выпрямитель); $S_г = 2{,}1\ U_2 I_2$ (нагрузка — двухполупериодный выпрямитель со средней точкой): $B = 1{,}5$ Т для сплава 50НП; $B = 0{,}85$ Т для 79НМ; $B = 1{,}5$ для сплава 34НКМП.

В преобразователях с самовозбуждением $B = B_S$, а в преобразователях с усилителем мощности $B = (0{,}7...0{,}8)\ B_S$.

При использовании ферритов 200НМ $B = (0{,}15...0{,}2)$ Т.

Величины j, $k_м$, $k_с$ определяют так же, как в § 9.4. $\eta = 0{,}8...0{,}95$.

Число витков вторичной, первичной и базовой обмоток преобразователя равно

$w_1 = U_0 10^4/(4fBS_{ст}k_с)$;
$w_2 = (U_2/U_0)\, w_1$;
$w_б = (U_Б/U_0)\, w_1$.

Определяем токи в обмотках трансформатора

$I_1 = I_{К\ нас}\sqrt{2}$; $I_Б = I_{Б\ нас}\sqrt{2}$.

Диаметры проводов обмоток определяем из выражений, приведенных в разд. 12.

Содержание

ПРЕДИСЛОВИЕ 3
ОБОЗНАЧЕНИЯ И СОКРАЩЕНИЯ, ПРИНЯТЫЕ В СПРАВОЧНИКЕ 4
РАЗДЕЛ 1. ЦЕПИ И УЗЛЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ 15
РАЗДЕЛ 2. ПРИЕМНИКИ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ 32
РАЗДЕЛ 3. ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ ПРИЕМ 93
РАЗДЕЛ 4. ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКАЯ АППАРАТУРА 152
РАЗДЕЛ 5 МАГНИТНАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ 195
РАЗДЕЛ 6. МАГНИТНАЯ ВИДЕОЗАПИСЬ 222
РАЗДЕЛ 7 АППАРАТУРА ДЛЯ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ РАДИОСВЯЗИ 254
РАЗДЕЛ 8. АВТОМАТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА 271
РАЗДЕЛ 9 ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОАППАРАТУРЫ 320

Справочное издание

Массовая радиобиблиотека. Выпуск 1195

БОКУНЯЕВ Александр Александрович, БОРИСОВ Николай Михайлович, ГУМЕЛЯ Евгений Борисович и др.

СПРАВОЧНАЯ КНИГА РАДИОЛЮБИТЕЛЯ-КОНСТРУКТОРА

Книга 1

Справочное пособие

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редакторы О. В. Воробьева, И. Н. Суслова
Технический редактор Т Н. Зыкина
Корректор Н. Л. Жукова

ИБ № 2603

ЛР № 01064 от 04.01.92

Сдано в набор 20.01.93. Подписано в печать 12.10.93. Формат 70×100[1]/16. Бумага газетная. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 27,30. Усл. кр.-отт. 27,63. Уч.-изд. л. 37,85. Тираж 50 000 экз. Изд. № 23769. Зак. № 221. С-071.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат Министерства печати и информации Российской Федерации. 142300, г. Чехов, Московской области.



Справочная книга радиолюбителя-конструктора состоит из двух книг.

•

В первой книге даны рекомендации по выбору схем, конструированию приемоусилительных устройств, телевизоров, магнитофонов, видеомагнитофонов, любительских КВ и УКВ передатчиков, рассмотрены вопросы электропитания радиоаппаратуры.

•

Во второй книге приведены справочные данные по электровакуумным и полупроводниковым приборам, интегральным схемам и другим радиокомпонентам, используемым радиолюбителями в своих конструкциях. Даны рекомендации по выбору схем, конструированию измерительных приборов и антенн, а также рассмотрены возможности приема спутникового телевидения.

•

Справочная книга предназначена для подготовленных радиолюбителей.

Издательство «Радио и связь»